

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет)»

На правах рукописи



Султонов Оламафруз Олимович

**СИММЕТРИРОВАНИЕ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ МАЛЫХ ГЭС В
АВТОНОМНОМ РЕЖИМЕ**

Специальность 2.4.2 – Электротехнические комплексы и системы

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Научный руководитель: доктор
технических наук, профессор
Воронин Сергей Григорьевич

Челябинск – 2024

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	7
ГЛАВА 1. ОБЗОР ГИДРОРЕСУРСОВ РЕСПУБЛИКИ, АНАЛИЗ УРОВНЯ И ПЕРСПЕКТИВ РАСШИРЕНИЯ ИХ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ.....	15
1.1. Мировой опыт развития энергетики на основе возобновляемых источников энергии.....	15
1.2. Гидроэнергетические ресурсы Республики Таджикистан.....	17
1.3. Особенности организации системы электроснабжения в Республики Таджикистан	21
1.4. Проблемы электроснабжения и особенности энергопотребления удаленных и труднодоступных районов Республики Таджикистан	24
1.5. Техничко-экономическое обоснование структур электроснабжения горных районов Таджикистана.....	30
1.7. Автоматизированная МГЭС, как основа системы электроснабжения горных районов Таджикистана.....	38
Выводы по главе 1	42
ГЛАВА 2. ОПИСАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ТРЁХФАЗНОГО ИНВЕРТОРА С ДИСКРЕТНОЙ КОММУТАЦИЕЙ КЛЮЧЕЙ....	44
.....	44
2.1.1. Топология трехфазного инвертора напряжения	44
2.1.2. Топология трёхфазного инвертора напряжения со средней точкой конденсатора в цепи питания.....	45
2.1.3. Топология трехфазного инвертора напряжения с четвертой стойкой	46
2.1.4. Топология на основе трёх отдельных однофазных инверторов	47
2.2. Известные методы симметрирования напряжения на выходе полупроводниковых преобразователей	49
2.3. Методы дискретного преобразования постоянного напряжения в переменное трёхфазное.....	51
2.4. Гармонический анализ трёхфазного напряжения при дискретном преобразовании.....	56

2.5. Описание процесса симметрирования напряжения с активной нагрузкой преобразователя.....	58
2.6. Особенности процессов симметрирования при активно индуктивной нагрузке	65
Выводы по главе 2.....	70
ГЛАВА 3. АВТОМАТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ РЕАЛИЗАЦИИ ПОТАКТОВОГО ДИСКРЕТНОГО СИММЕТРИРОВАНИЯ.....	71
3.1. Функциональная и структурная схема системы дискретного потактового симметрирования фазного напряжения	71
3.2. Синтез регулятора напряжения нулевой точки сети	74
3.3. Релейно- импульсный регулятор напряжения нулевой точки сети	76
Выводы по главе 3.....	84
ГЛАВА 4. МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМ ТРАНЗИСТОРНЫМ ПОЛУМОСТОМ	85
4.1. Компьютерное моделирование полупроводникового преобразователя с дополнительным транзисторным полумостом.....	85
4.2. Моделирование полупроводникового преобразователя с дополнительным транзисторным полумостом при активно-индуктивной нагрузке	89
4.3. Моделирование релейного регулятора напряжения общей точки	92
4.4. Исследование работы системы в несимметричном режиме	95
4.4.1. Трёхфазная несимметрия.....	95
4.4.2. Несимметрия в фазах и обрыв фазы А.....	99
4.4.3. Несимметрия в фазах и обрыв фазы “А” и фазы “В”	100
Выводы по главе 4.....	102
ГЛАВА 5. МАКЕТИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ СИММЕТРИРОВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ТРЁХФАЗНОЙ СЕТИ.....	103
5.1. Реализация полупроводникового преобразователя с дополнительным транзисторным полумостом.....	103
5.1.1. Источник питания.....	104
5.1.2. Плата питания	105

5.1.3. Плата управления	105
5.1.4. Платы драйверов.....	108
5.1.5. Силовая часть.....	109
5.1.6. Алгоритм	109
5.1.7. Получение трехфазного переменного напряжения	110
5.1.8. Определение несимметрии.....	111
5.2. Настройка и программирование микроконтроллера	113
5.2.1. Настройка в CubeMX	113
5.2.2. Порты ввода-вывода	115
5.2.3. Настройка таймеров в программе CubeMX	116
5.2.4. Настройка АЦП.....	119
5.2.5. Программирование микроконтроллера.....	120
5.2.6. Переменные.....	120
5.2.7. Главный исполняемый файл main.c	121
5.2.8. Файл прерываний STM32_it.c	122
5.3. Работа полупроводникового преобразователя с дополнительным транзисторным полумостом при симметричной нагрузке	124
5.4. Работа полупроводникового преобразователя с дополнительным транзисторным полумостом при несимметричной нагрузке.....	125
5.5. Оценка эффективности применения предлагаемого принципа симметрирования в трёхфазных преобразователях напряжения	131
Выводы по главе 5.....	132
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	134
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	136
ПРИЛОЖЕНИЕ 1. Классификация малых гидроэлектростанций.....	155
ПРИЛОЖЕНИЕ 2. Гидротурбины и генераторы для МГЭС	159
ПРИЛОЖЕНИЕ 3. Фотографии МГЭС «Панчруд -500кВт»	163
ПРИЛОЖЕНИЕ 4. Суточный режим работы МГЭС «Панчруд – 500кВт» с 5. 02. 2019 г. до 8. 02. 2019 г.	164
ПРИЛОЖЕНИЕ 5. Тексты программных файлов	166

ПРИЛОЖЕНИЕ 6. Евразийский патент	184
ПРИЛОЖЕНИЕ 7. Патент РФ	185
ПРИЛОЖЕНИЕ 8. Диплом аспирантско-магистерского научного семинара....	186
ПРИЛОЖЕНИЕ 9. АКТ Открытое акционерное общество «Барки Точик»	187
ПРИЛОЖЕНИЕ 10. АКТ ООО «Южно-Уральский Электромеханический завод»	188
ПРИЛОЖЕНИЕ 11. Справка Института энергетики Таджикистана.....	189
ПРИЛОЖЕНИЕ 12. Справка Горно-металлургического института Таджикистана	190

ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ

- А – антенна;
- БС – блок связи;
- ВИЭ – возобновляемые источники энергии;
- Г – генератор;
- ГБАО – Горно-Бадахшанская автономная область;
- ГТ – гидротурбина;
- ДВП – блок датчиков выходного напряжения;
- ДН – датчик напряжения;
- ДР – дроссель;
- ДТ – датчик тока;
- КДА – контрольно-диагностическая аппаратура;
- КРА – коммутационно-защитная и распределительная аппаратура;
- ЛЭП – линия электропередачи;
- МГЭС – мини гидроэлектростанции;
- Н – нагрузка;
- П – плотина;
- ПИ – пропорционально-интегральный регулятор;
- ПТ – подводящий трубопровод;
- ПЗТ - привод затвора турбины;
- Р – релейный регулятор;
- РТ – Республика Таджикистан
- РВ – регулятор возбуждения;
- Т – турбина;
- ТУВ – тиристорное устройство возбуждения;
- УКК – устройство управления коммутацией;
- ФОН – формирователь заданного значения напряжения общей точки
- ЦА – Центральная Азия
- СГ – синхронный генератор;
- СПН – силовой преобразователь напряжения;

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы. В настоящее время во всем мире наблюдается повышенный интерес к использованию в различных отраслях экономики возобновляемых источников энергии (ВИЭ). Это связано с происходящими изменениями в энергетической политике мировых держав, где определяющее значение приобретает переход на энергосберегающие и ресурсосберегающие технологии. Практическое использование ВИЭ получило сегодня интенсивное развитие во многих странах мира. Республику Таджикистан (РТ) по своей площади можно отнести к странам с небольшой территорией по сравнению с другими странами мира. При этом большая часть населения сосредоточена в условиях отдаленности от централизованного электроснабжения, что приводит, особенно в зимние периоды, к нехватке электроэнергии. Время перерыва электроснабжения потребителей в эти периоды времени составляют 7-9 часов в сутки. Несмотря на то, что РТ располагает 4% от мирового и около 69% гидроэнергетического потенциала в Центральной Азии (ЦА), из-за сложности рельефа местности подвод электроэнергии с централизованного электроснабжения с технической точки зрения не всегда целесообразен. При этом, как было отмечено выше, сложная орография местности позволяет на стоках этих рек с минимальными затратами строить малых гидроэлектростанции (МГЭС), тем самым обеспечить потребителей электроэнергией от автономных источников. В настоящее время в мире накоплен большой опыт строительства и эксплуатации МГЭС. По сравнению с пятидесятыми годами прошлого века удельные затраты и издержки на 1кВт мощности значительно уменьшились. Проблема обеспечения дешевой электроэнергией, как промышленных объектов, так и населенных пунктов, была и остается весьма актуальной. При повышенных требованиях к качеству электроэнергии, обусловленных использованием населением различной бытовой техники: стиральных машин, холодильников, компьютеров и т.д., чувствительных к колебаниям амплитуды и частоты напряжения сети, появилась необходимость в создании устройств, обеспечивающих такое качество. Одним из таких способов решения является разработка МГЭС с полупроводниковыми преобразователями в низконапорных реках, которая показывает наибольшую эффективность.

Из условия упрощения структур МГЭС, с целью обеспечения их работы в автономном необслуживаемом режиме, предлагается использовать неуправляемые простейшие элементы: турбину в виде центробежного насоса и генератор на основе синхронной машины с возбуждением от постоянных магнитов. Тогда качество энергии будет обеспечиваться полупроводниковым преобразователем напряжения. Очевидно, что надёжность работы таких МГЭС в автономном режиме будет определяться не только надёжностью её функциональных элементов, но также сложностью и объёмом электронных управляющих устройств. Поэтому, чем проще алгоритмы управления и функционирования МГЭС, тем меньше объём электроники и тем проще обеспечить бесперебойность работы и регламентное обслуживание.

Одной из проблем, возникающих при использовании полупроводниковых преобразователей в составе МГЭС, является симметрирование напряжения при несимметричной нагрузке. При решении этой проблемы традиционными методами резко возрастает требуемый объём вычислительных ресурсов, приводящий к усложнению схем и снижению их надёжности. На основании проведенных исследований предлагается новое простое и надежное схемотехническое и алгоритмическое решение задачи симметрирования напряжения на выходе трехфазного преобразователя при несимметричной нагрузке.

Степень научной разработанности проблемы. Значительный вклад в развитие теоретических и экспериментальных исследований МГЭС и управление полупроводниковыми преобразователями в автономном режиме внесли как российские, и так зарубежные ученые: Ганджа С.А., Харитонов Г.С., Лукутин Б.В. Дудов М.Х., Дудкин М.М. Лавров Н.П., Обухов С.Г., Февралев А.В., Зиновьев Г.С., Розанов Ю.К., Климаш В.С., Шрейнер Р.Т., Гарганеев А.Г., Lipo Bimal K. Bose, MarvinJ. Fisher, R. Zhang, M.E. и др.

При большом количестве научных разработок в этом направлении, проблема симметрирования напряжения при несимметричной нагрузке полностью не решена. Не определена оптимальная структура МГЭС, не оценена возможность использования дискретного преобразователя напряжения в составе МГЭС.

Разработанные алгоритмы и схемотехнические решения сложны и не надежны. Качество симметризованного напряжения при изменении нагрузки и режимов работы не удовлетворяет требованиям, которые необходимы потребителю. Таким образом, при большой распространенности полупроводниковых преобразователей в системах ВИЭ и автономных объектов применение новых схемотехнических и алгоритмических решений, позволяющих повысить качество их работы, является актуальной задачей.

Целью диссертационной работы является: обеспечение требуемого качества выходного напряжения МГЭС с полупроводниковым преобразователем при несимметричной нагрузке в различных режимах.

Для этого необходимо решить ряд научно-технических задач:

1. Выбрать и обосновать структурную схему для МГЭС.
2. Оценить возможность использования дискретного преобразователя напряжения в составе МГЭС.
3. Решить вопросы симметризования напряжения при использовании дискретного преобразователя.
4. Дать пример практической реализации системы симметризования.

Объектом исследования является МГЭС с полупроводниковым преобразователем напряжения.

Предметом исследования являются режимы и алгоритмы преобразования напряжения в МГЭС при симметричных и несимметричных режимах работы.

Научная новизна работы заключается в следующем:

1. На основании математического, имитационного и компьютерного моделирования теоретически обоснована и практически показана возможность использования дискретного релейного регулятора для решения задач симметризования напряжения.
2. Исследована динамика процесса симметризования напряжения с использованием метода дискретного потактового симметризования, показывающая ее практическую целесообразность при работе МГЭС.
3. На основе анализа системных свойств и связей разработаны электрические схемы

устройства симметрирования, пригодные для практической реализации на МГЭС.

4. Разработанная имитационная модель МГЭС с полупроводниковым преобразователем с нулевым проводом позволит исследовать и оптимизировать ее статические и динамические режимы в процессе проектирования.

Теоретическая и практическая значимость работы.

1. Проведен гармонический анализ напряжения дискретного преобразователя при различных способах коммутации результате которого установлено, что содержание высших гармоник для стандартных способов коммутации ключей инвертора (120,150,180 градусов) входит допустимую для бытовых электросетей норму 8%.
2. Теоретически и практически показана возможность использования в МГЭС дискретного преобразователя постоянного напряжения в трёхфазное переменное, что является развитием общей теории электротехнических комплексов.
3. Впервые предложено, теоретически исследовано и практически реализовано устройство потактового дискретного симметрирования напряжения на выходе трёхфазного полупроводникового преобразователя напряжения, что является вкладом в развитие общей теории электротехнических комплексов.
4. Разработан принцип и методика расчёта релейного регулятора для устройства симметрирования на основе математического, имитационного и компьютерного моделирования.
5. Разработаны электрические схемы устройства симметрирования, пригодные для практической реализации на МГЭС при работе в различных режимах;
6. Разработанная имитационная модель МГЭС с полупроводниковым преобразователем с нулевым проводом которая позволяет исследовать и оптимизировать ее статические и динамические режимы в процессе проектирования;
7. Результаты исследований внедрены в Открытое акционерное общество «Барки Точик» и «ООО Южно-Уральский Электромеханический завод», а также в учебном процессе на кафедрах «Электрические станции» Института энергетики Таджикистана (дисциплины «Проектирование гидроэлектростанций для малых рек», «Управления электрическими машинами», «Проектирование электрических станций и подстанций» и «Передачи и распределения электроэнергии на постоянном

токе» и «Электроснабжения» Горно-металлургического института Таджикистана (дисциплины «Ветроэнергетика» и «Трансформаторная преобразовательная подстанция»).

Методы исследования. В диссертационной работе использовались методы структурного и параметрического синтеза, методы теоретических основ электротехники, математические методы матричных уравнений, метод дискретных систем автоматического управления, имитационное моделирование с применением пакета MATLAB/Simulink, а также методы физического моделирования на основе экспериментальных исследований.

На защиту выносятся следующие основные положения:

1. Структура МГЭС, содержащая в себе основные системные свойства и связи электротехнического комплекса, отличающаяся тем, что основные силовые преобразователи энергии – турбина и генератор являются неуправляемыми, а качество энергии обеспечивается выходным полупроводниковым преобразователем постоянного напряжения в переменное.

2. Новый метод дискретного потактового симметрирования, отличающийся от известных преобразователей более простым способом реализации и требующий минимального объема вычислительных процедур.

3. Релейный регулятор для управления процессом симметрирования, позволяющий МГЭС функционировать в различных режимах, что является развитием общей теории электротехнических комплексов и систем применительно к МГЭС.

Реализация результатов работы. Внедрен в учебный процесс:

– на кафедре «Электрические станции» Института энергетики Таджикистана;
– на кафедре «Электроснабжения» Горно-металлургического Института Таджикистана.

Достоверность научных положений, результатов и выводов обосновываются корректностью постановки задач, применением известных хорошо апробированных на практике методов физического, математического, имитационного и компьютерного моделирования, подтверждением адекватности математического моделирования, выполненного в программном пакете MATLAB/Simulink по результа-

там натуральных исследований.

Апробация работы. Основные положения и результаты диссертационной работы были представлены и обсуждены на следующих восьми международных и российских научно-технических конференциях:

- «Всероссийская научно-практической конференции» в г. Казань 20-21 марта 2019г;

- «XVII Всероссийская конференция-конкурс студентов и аспирантов» в г. Санкт-Петербург 27-29 марта 2019г.

- «XXIV Всероссийский аспирантско-магистерский научный семинар, посвященный Дню энергетика» в г. Казань 8-9 декабря 2020г;

- «XXIV Всероссийский аспирантско-магистерский научный семинар, посвященный Дню энергетика» в г. Казань 7-8 декабря 2021г;

- «IEEE Russian Workshop on Power Engineering and Automation of Metallurgy Industry: Research & Practice (PEAMI)» в г.Магнитогорск 4-5- октября 2019г;

- «IEEE Russian Workshop on Power Engineering and Automation of Metallurgy Industry: Research & Practice (PEAMI)», в г.Магнитогорске 25-26 сентября 2020г;

- «IEEE Russian Workshop on Power Engineering and Automation of Metallurgy Industry: Research & Practice (PEAMI)», в г.Магнитогорске 25-26 сентября 2021г;

-Актуальные проблемы недропользования. Тезисы докладов XVIII Международного Форума-конкурса студентов и молодых ученых «Актуальные проблемы недропользования» Санкт-Петербург, 16-20 мая 2022 года, а также на заседаниях и научно-технических семинарах кафедры «Теоретические основы электротехники» ФГАОУ ВО «ЮУрГУ» (НИУ) в 2017-2021гг.

Соответствие научной специальности. Исследование, проводимое в рамках диссертационной работы, полностью соответствует следующим пунктам научной специальности 2.4.2. Электротехнические комплексы и системы:

1. Развитие общей теории электротехнических комплексов и систем, анализ системных свойств и связей, физическое, математическое, имитационное и компьютерное моделирование компонентов электротехнических комплексов и систем, включая электромеханические, электромагнитные преобразователи энергии и

электрические аппараты, системы электропривода, электроснабжения и электрооборудования.

2. Разработка научных основ проектирования, создания и эксплуатации электротехнических комплексов, систем и их компонентов. Разработка, структурный и параметрический синтез, оптимизация электротехнических комплексов, систем и их компонентов, разработка алгоритмов эффективного управления.

3. Исследование работоспособности и качества функционирования электротехнических комплексов, систем и их компонентов в различных режимах, при разнообразных внешних воздействиях, диагностика электротехнических комплексов.

Публикации. По теме диссертации опубликовано **17** работ, в том числе **3** статьи в журналах, рекомендованных ВАК РФ, **6** статей в материалах конференций IEEE, входящих в международные системы цитирования Scopus/Web of Science, **6** статей в сборниках докладов и трудах российских и международных конференций РИНЦ, **2** патента на изобретение: **1** патент РФ, **1** патент ЕС.

Личный вклад автора

Все научные результаты, включенные в диссертацию и представленные к защите, получены лично автором, а именно:

- обоснование структуры МГЭС, в которой электромеханический генератор обеспечивает производство энергии, а её качество обеспечивается электронным преобразователем;
- предложение отказаться от сложных и дорогих векторных преобразователей постоянного напряжения в трёхфазное переменное, а использовать дискретные простейшие преобразователи;
- предложения осуществлять симметрирование выходного напряжения преобразователя с помощью релейный регулятора напряжения;
- предложения анализ гармонического состава напряжений на выходе полупроводникового преобразователя при различных способах коммутации.

Личный вклад диссертанта в работах, опубликованных в соавторстве, состоит в определении направлений исследований, постановке задач, разработке математических и имитационных моделей.

Структура и объем работы. Диссертационная работа состоит из введения, 5 глав, заключения, списка литературы и приложений. Работа представлена на 190 страницах, содержит 135 страницы основного текста, 87 рисунков, 27 таблиц и 12 приложений на 36 страницах, 184 наименования библиографического списка.

ГЛАВА 1. ОБЗОР ГИДРОРЕСУРСОВ РЕСПУБЛИКИ, АНАЛИЗ УРОВНЯ И ПЕРСПЕКТИВ РАСШИРЕНИЯ ИХ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ

1.1. Мировой опыт развития энергетики на основе возобновляемых источников энергии

Спрос на энергию в мире непрерывно растет с ростом промышленности и с увеличением населения. Чтобы удовлетворить этот спрос, необходимо использовать новые источники энергии. Потребление энергии увеличивается ежегодно, начиная с 1970 года по настоящее время, и выросло на 70%. В 2030 году увеличение составит 55% по сравнению с 2010 годом [1,2]. Согласно [1,2] в настоящее время около 1,6 миллиарда человек в мире не имеют доступа к электричеству. Мировая энергетика сильно зависит от ископаемого топлива и более 74,7% производимой электроэнергии относится к тепловым электростанциям, которые способствуют выбросу большого количества парниковых газов, что приводит к глобальному потеплению и связанным с ними последствиями в сочетании с изменением климата.

Поскольку выбросы продолжают расти, сокращение этих выбросов и удовлетворение спроса на энергию за счет более широкого использования возобновляемых источников энергии находится на переднем крае. Переход к безуглеродному производству энергии стимулируется национальными и международными институтами, установленными международными комитетами и правительствами. Возобновляемая генерация может внести значительный вклад в борьбу с изменением климата, предоставляя устойчивый источник энергии с низким содержанием углерода для сокращения выбросов домашними хозяйствами, небольшими коммерческими и общественными зданиями. Одним из развивающихся направлений ВИЭ является гидроэнергетика, которая в настоящее время стала основным источником электроэнергии для 55 стран [3,4]. Согласно [5] только одна треть экономического гидроэнергетического потенциала используется во всем мире и выработка электроэнергии составляет 16,3% (рисунок 1).

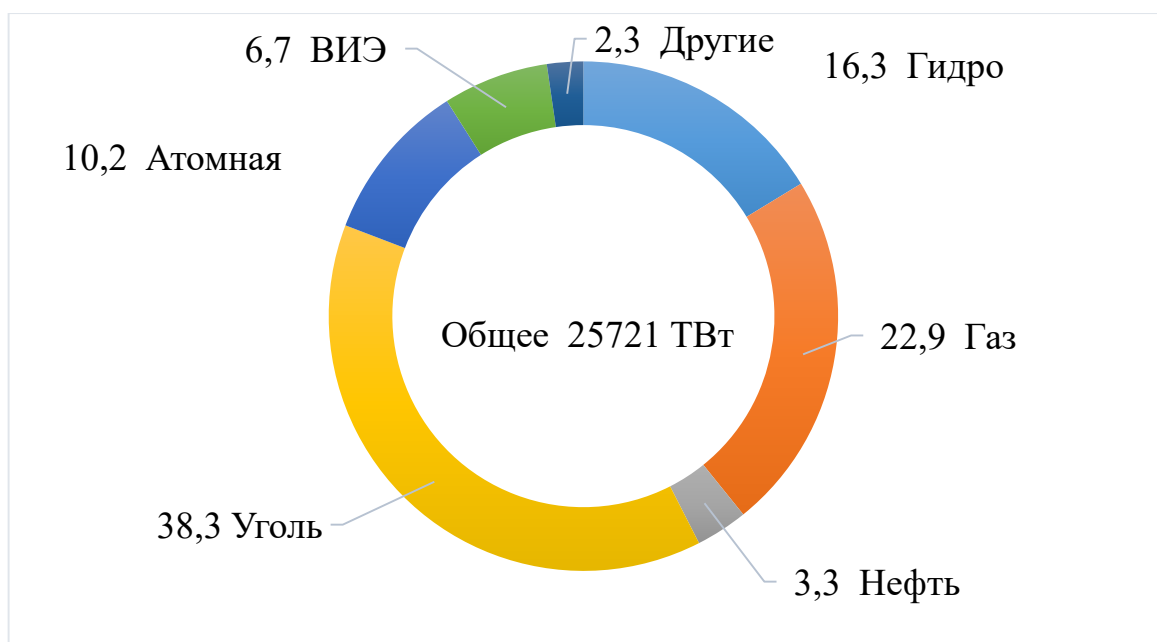


Рисунок 1 – Доля топлива в производстве электроэнергии в 2019 г.

Многие государства внимательно изучают свои возобновляемые природные ресурсы, чтобы определить, какие из них подходят для развития. Благодаря целому ряду технологических достижений, источники энергии, которые когда-то считались непрактичными, теперь становятся все более популярными. В этом отношении малая гидроэнергетика стала источником энергии, который считается возобновляемым, легко осваиваемым, недорогим и безвредным для окружающей среды. Эти особенности увеличили ценность развития малой гидроэнергетики, что привело к появлению новой тенденции в производстве возобновляемой энергии. Более того, из-за значительного объема финансовых требований и недостаточных финансовых источников национального бюджета, наряду с сильным противодействием экологов и гражданских организаций, крупномасштабные гидроэнергетические проекты не могут быть завершены в запланированный период строительства. Данные факторы приводят к использованию МГЭС в развивающихся странах с его низкими инвестиционными затратами, коротким сроком строительства и экологически чистым характером. С учетом этих особенностей малая гидроэнергетика привлекательна как в развитых, так и в развивающихся странах. Европа и Северная Америка уже использовали большую часть своего гидроэнергетического потенциала.

С другой стороны, Африка, Азия и Южная Америка все еще имеют значительный неиспользованный потенциал гидроэнергетики. Как пример, на долю Северной Америки из 13% мирового гидроэнергетического потенциала приходится около 35 % от общей вырабатываемой электроэнергии. В Африке и Азии же из 21% и 39% мирового гидроэнергетического потенциала пока освоено всего лишь 5 и 18% соответственно. Для оставшихся континентов в Европе из 21% ресурса вырабатывается 31%, тогда как вместе взятых Южной Америке и Австралии от 15% ресурса мира освоено всего лишь 11% [5]. К гидроресурсу интерес будет все более возрастать за счет предложений новых способов и технологических решений. В развитых странах гидропотенциал освоен в значительной степени, а развивающихся странах освоение гидроресурса является очень перспективным. МГЭС может стать средством от нехватки энергии в развивающихся странах, как это сделал Китай с 43000 МГЭС и 265ГВт общей установленной мощности.

1.2. Гидроэнергетические ресурсы Республики Таджикистан

Благодаря значительному перепаду высот рельефа местности и значительной водоносности рек, Таджикистан обладает большим потенциалом, который теоретический составляет 527млрд. кВт·ч, что составляет 4% от мирового и 69% от потенциала Центральной Азии. Расчетный же гидроэнергетический потенциал согласно [4 – 7] составляет 317,82млрд. кВт·ч/год. Несмотря на обладание огромным гидроэнергетическим потенциалом, в настоящее время используется только 5% [8]. Из них 32,3млн. кВт составляет мощность 511 учтенных рек длиной более 10км и 19,5млн. кВт мощность всех малых рек длиной менее 10км и склонового стока [9,10]. Практический интерес представляют гидроэнергетические ресурсы с учетом технических и экономических аспектов их использования, так называемые промышленные запасы водной энергии. В Таджикском научно-исследовательском отделе энергетики для перехода от потенциальных запасов водной энергии к промышленным используется формула (1), предложенная С. В. Григорьевым, в которой были приняты следующие коэффициенты, приведенные в таблице 1.2.1 [6].

$$N_{пром} = a_m * N_{ном}, \quad (1)$$

где $N_{пром}$ – промышленно используемая мощность;

a_m – коэффициент использования промышленной мощности;

$N_{ном}$ – номинальная мощность реки.

Формула 1 показывает низкие значения промышленного применения для склонового стока и малых рек длиной менее 10км.

Таблица 1.2.1– Коэффициенты перехода от потенциальных запасов водной энергии к промышленным запасам

№	Назначения	a_m
1	Для крупных рек (Пяндж и Вахш)	0,85
2	Для крупных рек притоков (Гунт, Бартанг, Ванч, Кафирниган, Зарафшан)	0,70
3	Для малых рек (корме рек Памира)	0,35
4	Для мелких рек Памира	0,20
5	Для склонового стока и всех мелких рек длиной менее 10км	0,02

Промышленные запасы водной энергии 511 учтенных рек длиной более 10км по подсчетам Отдела энергетики оказались равными 19286млн. кВт. [6]. В таблице 1.2.2 приводятся данные потенциальных гидроэнергетических ресурсов в количестве 32328млн.кВт и промышленных запасов водной энергии в количестве 19286млн.кВт распределенные по пяти бассейнам рек, на территории Таджикистана [6]. Согласно [6] Республика Таджикистан занимает восьмое место в мире и второе место в СНГ, после России по валовым техническим и экономическим гидроэнергетическим ресурсам. Данные гидроэнергетических потенциалов рек Центральной Азии представлены в таблице 1.2.3. Согласно [11,12] гидроэнергетические ресурсы Таджикистана составляют более 25 тысяч рек общей протяжённостью 69,2тыс. км. Согласно [6 – 9] количества рек в Республике Таджикистан составляет 947шт., практическое равномерное распределенные по территории страны приведены в таблице 1.2.4.

Таблица 1.2.2 – Распределение запасов водной энергии по бассейнам рек

№	Название бассейна	Площадь бассейна		Потенциальные гидроэнергоресурсы		Удельная насыщенность кВт/км ²	Промышленные запасы водной энергии		Длина водотока, по территории км
		км ²	%	тыс.кВт	%		тыс.кВт	%	
1	Сырдарьинский	13182	9,3	250	0,8	18,9	183	0,9	185
2	Зарафшанский	12381	8,7	2622	8,2	211,7	1391	7,3	306
3	Кафирниганский	14519	10,1	3362	10,5	231,5	1726	8,9	387
4	Пянджский	71907	50,3	12027	37	167,2	7766	10,3	921
5	Вахшский	30873	21,6	14067	43,5	455,7	8220	42,6	524
По республике		42862	100	32328	100	226,3	19286	100	2323

Таблица 1.2.3 – Гидроэнергетический потенциал рек Центральной Азии

№	Страны	Установленная мощность ГЭС, МВт	Производство электроэнергии и ГЭС (2005), млрд. кВт·ч	Экономический гидропотенциал, млрд. кВт·ч/год	Использование гидропотенциала, %	Доля в гидропотенциале ЦАР, %
1	Таджикистан	4037	17,1	317	5	69
2	Кыргызстан	2910	14,0	99	14	22
3	Казахстан	2248	7,9	27	29	6
4	Узбекистан	1420	6,0	15	49	3
5	Туркменистан	1	0	2	0	0
Всего		10616	45	460	10	100

Таблица 1.2.4 – Распределение рек Таджикистана по длинам

Градации длин в км.	Бо- лее 500	401- 500	301- 400	201 - 300	101- 200	51- 100	26- 50	10- 25	Всего
Кол-во рек	4	-	1	3	13	28	124	774	947

Согласно [13] количества рек в РТ протяженностью менее 10км составляют 96%, от 25 до 50 км 0,5% и с протяженностями 50 – 200 км 0,1%.

Таблица 1.2.5 – Гидроэнергетический потенциал малой гидроэнергетики в РТ

№	Территория	млрд. кВт·ч
1	Районы республиканского подчинения	140
2	Горно-Бадахшанская автономная область	32,53
3	Сугдская группа районов	11,28
Итого		184,81

Из таблицы 1.2.5 видно, что общий потенциал малых рек в РТ составляет около 184,81млрд. кВт·ч. Как показано в работе [13], на действующих притоках рек возможно построить более 900 МГЭС с мощностями от 100 до 3000кВт. Предварительная оценка экспертов показала, что возможная суммарная выработка электроэнергии за счет МГЭС может составить около 18млрд.кВт·ч/год. Тогда как в совокупности использование малых и средних рек позволит получать 25 –30млн.кВт установленной мощности с годовой выработкой около 100млрд. кВт·ч/год [23 – 25]. На рисунке 2 подробно приводятся географическое расположение речных сетей РТ.

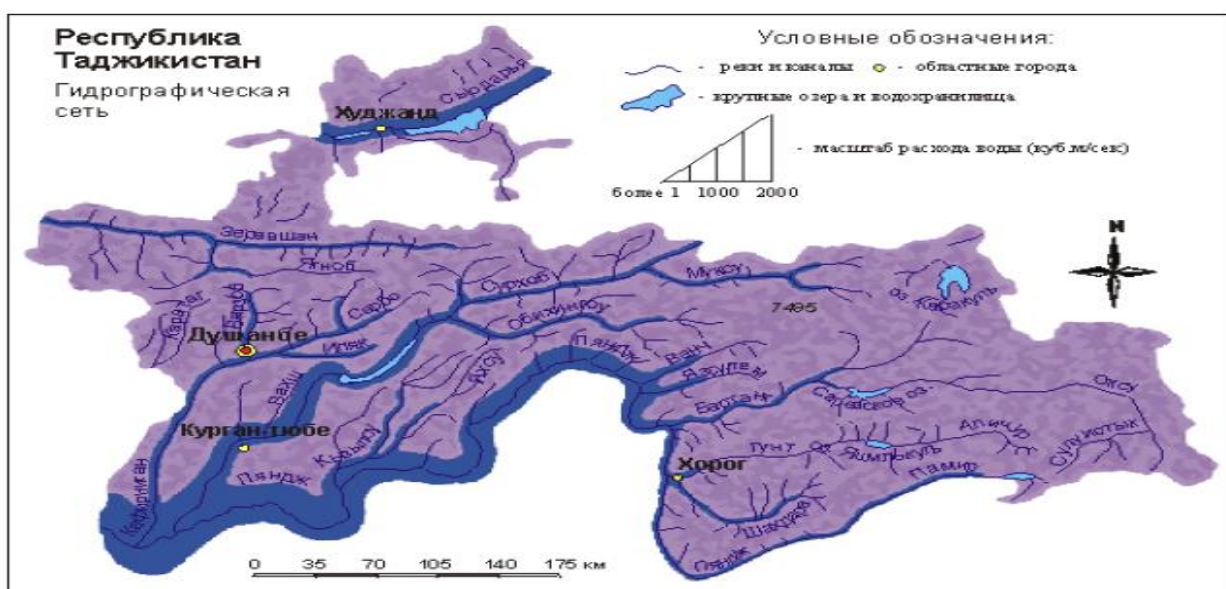


Рисунок 2 – Гидрографическое положение Республики Таджикистан

1.3. Особенности организации системы электроснабжения в Республики Таджикистан

Как было отмечено выше, суммарный годовой потенциал гидроэнергетических ресурсов в РТ составляет около 527млрд. кВт·ч, при этом удельный показатель на душу одного человека в год приходится около 87,8 тыс. кВт·ч с потенциальным запасом, согласно приведенным данным [8] на один квадратный километр 3682,7тыс. кВт·ч. Поэтому представляет большой интерес изучить, уже ставший историческим, опыт освоения ресурсов малой гидроэнергетики в Таджикистане, оценить ее сегодняшнее состояние и перспективы дальнейшего развития.

Систематическое развитие энергетики Таджикистана началось только в 30-х годах прошлого века. В 1928 году в республике было только несколько дизельных электростанций общей мощностью 690кВт, вырабатывающих менее 1кВт·ч электроэнергии на одного жителя. В 1937 г. была введена в строй первая промышленная гидроэлектростанция – Варзобская ГЭС – 1, мощностью 7,1 МВт, которая успешно функционирует до настоящего времени [8].

В Хороге в 1931 г. было положено начало развитию малой гидроэнергетики в стране, была введена в строй Хорогская ГЭС, мощностью 936кВт. В 1949г. была запущена первая очередь, а в 1952г. завершено строительство Варзобской ГЭС – 2, мощностью 15МВт. В том же году была введена в строй Варзобская ГЭС – 3, мощностью 3,5МВт. В 1955г. начало строительство Перепадной ГЭС, мощностью 29МВт. Также была построена Центральная ГЭС, мощностью 15 МВт. Эти станции были достаточно крупными для своего времени. Малая гидроэнергетика получила свое развитие в разработанной в 1949 – 1950 годах в республике "Схеме использования гидроэнергетических ресурсов малых водотоков для электрификации сельского хозяйства Таджикской ССР", имеющая своей целью сплошную электрификацию всей сельской территории республики. В схеме подробно изучены общие и возможные для использования запасы гидроресурсов, выявлены наиболее перспективные водотоки для ГЭС, что показано в таблице 2. Согласно [8] реальный рост

использования гидроэнергетики начался после Второй мировой войны со строительства крупных плотин и гидроэлектростанций и за последнее десятилетие установленная мощность гидроэлектростанций в Таджикистан значительно увеличилась (рисунок 3).



Рисунок 3 – Динамика развития гидроэлектростанций

Учитывая сезонности притоков воды, для уменьшения нагрузки [14,16] и увеличение выработки электроэнергии были построены две теплоэлектроцентрали (ТЭЦ): Яванская ТЭЦ (ЯТЭЦ) с мощностью 120МВт и Душанбинская ТЭЦ, кроме этого страна было обеспечена газоснабжением, что дополнительно снижало нагрузку в узлах гидроэлектростанций. В начале 2000 года потребители были частично лишены горячего водоснабжения, а с 2005г. полностью лишились газоснабжения. Система энергетики РТ сильно зависит от бассейна реки Вахш, потому что в ней сосредоточена вся система гидроэлектростанций. На рисунке 4 приведена генерация электроэнергии по источникам в РТ. Годовое потребление электроэнергии на душу населения недавно в Таджикистане достигло 1100кВт·ч. Это немного меньше среднемирового показателя 2500кВт·ч, но очень мало по сравнению со средним показателем в развитых странах 8900кВт·ч [14].

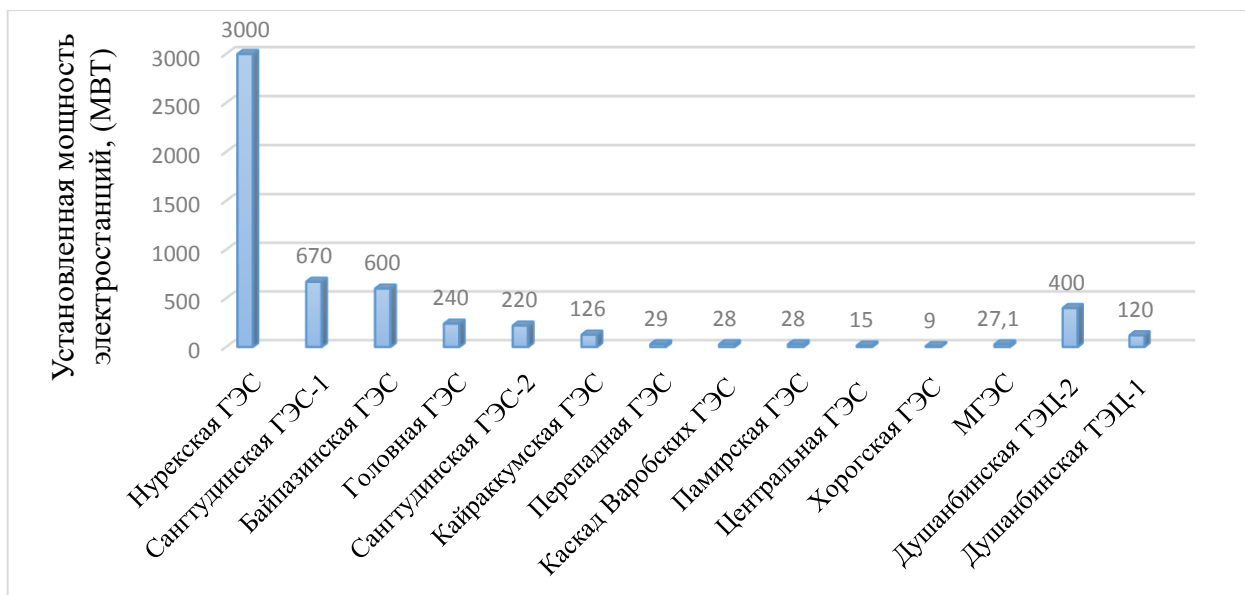


Рисунок 4 – Основные источники генерации электроэнергии в РТ

Таджикистан десятилетиями предпринимал шаги, чтобы выйти на уровень развитых стран в экономическом плане. По состоянию на 2019 год это 85-я по величине экономика в мире [14]. Гидроэнергетика играет важную роль в развитии РТ. Доля гидроэнергетики в производстве электроэнергии достигла значительного уровня. Максимальная выработка электроэнергии в размере 18,1млрд. кВт·ч/год достигла в 1990 год, а в 2020 год. эта значение составила 18млрд. кВт·ч/год распределение выработки электроэнергии согласно [14,16] по годам приведено на рисунке 5.

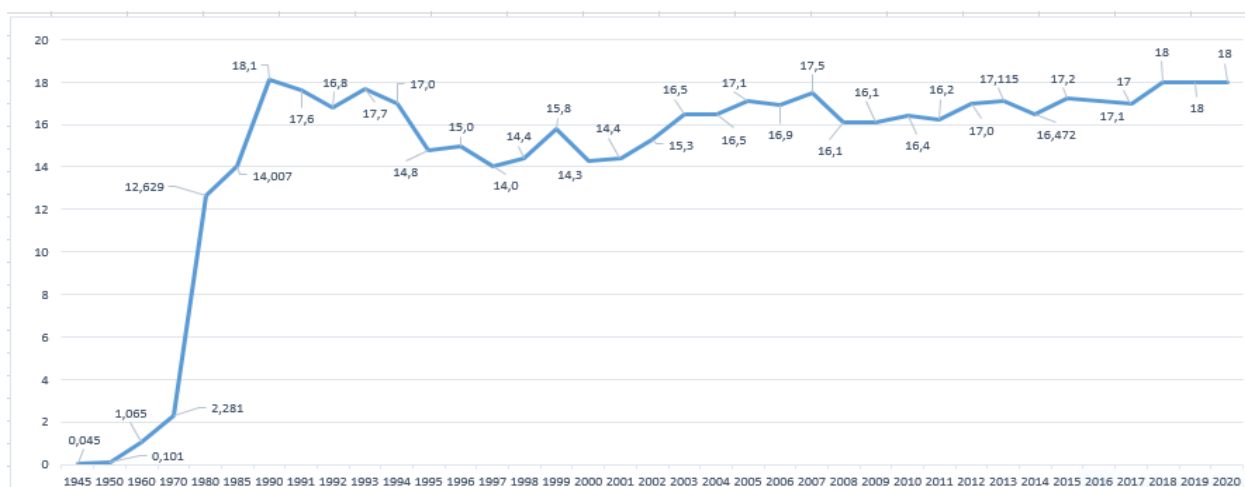


Рисунок 5 – Динамика производства электроэнергии в ОАХК «Барки Точик» за 1945- 2020 гг.

В 2018 году 98% от общего объема производства электроэнергии было произведено гидроэлектростанциями, 1,93% электроэнергии было произведено тепловыми электростанциями и 0,07% электроэнергии было произведено ВИЭ [14,16]. На рисунке 6 приводятся объем производства электроэнергии в РТ.

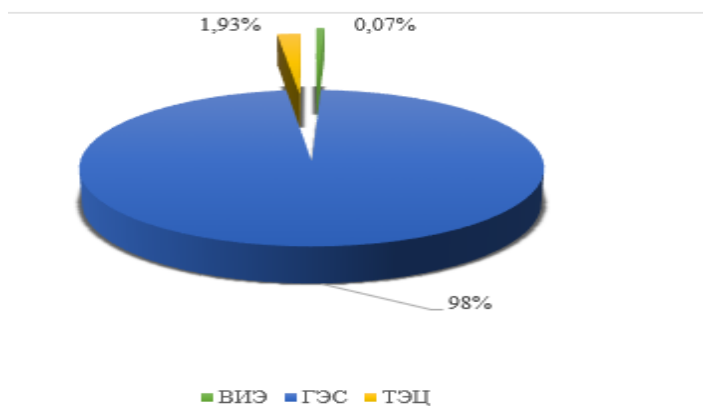


Рисунок 6 – Объем производства электроэнергии в Таджикистане по доле первичных источников энергии

По диаграмме видно, что основную часть в балансе энергетики Таджикистана составляет крупная гидроэнергетика. Крупная гидроэнергетика практически выбрала все свои ресурсы. Рогунская ГЭС, строительство которой завершается, является последней в гидрокаскаде на реке Вахш. Нарастающий дефицит электроэнергии сдерживает развитие РТ. Необходим поиск новых энергетических ресурсов. Таким ресурсом может стать недоиспользованный гидропотенциал МГЭС.

1.4. Проблемы электроснабжения и особенности энергопотребления удаленных и труднодоступных районов Республики Таджикистан

Таджикистан - развивающаяся страна, и по мере ее развития ее потребности в энергии возрастают. Ежегодный рост потребления электроэнергии в РТ составляет около 6 – 9%, за исключением лет спада, график дефицита электроэнергии в республике в период с 2006 по 2017 г. показан на рисунке 7. Ежегодная потребность Таджикистана в электричестве составляет 22 – 24 млрд. кВт·ч. Из-за недостатка в 5млрд. кВт·ч Таджикистан ощущает серьезные проблемы [14,16]. Больше 70%

населения государства страдает от нехватки электричества в зимние периоды (декабрь – февраль), не учитывая при этом 189 сёл с примерным населением около 45360 человек, которые не подключены к централизованному электроснабжению.

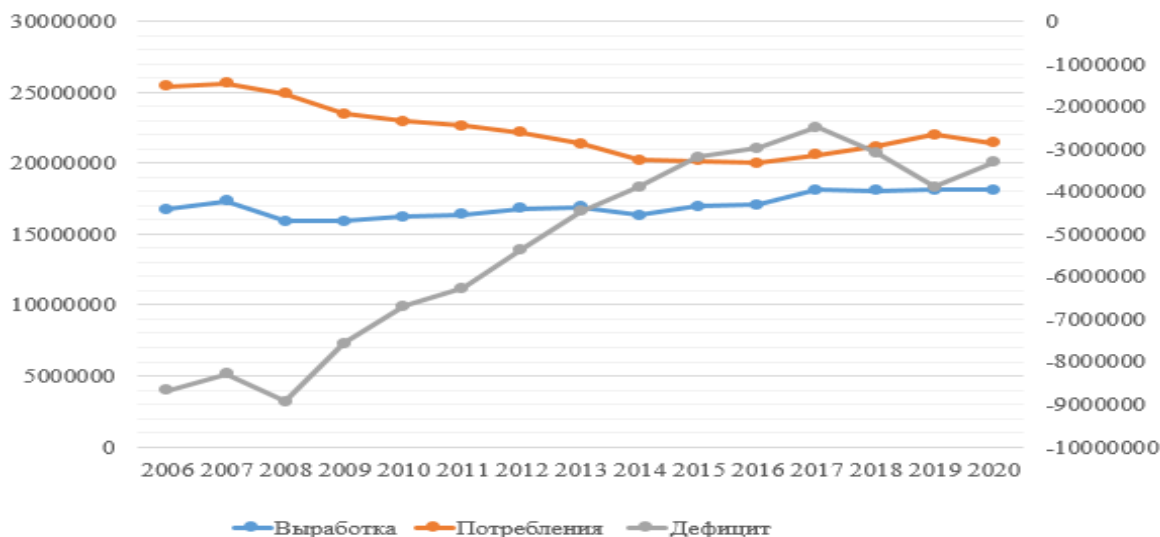


Рисунок 7 – Дефицит электроэнергии в период с 2006 по 2020г.

Недостаток электричества в данных местах составляет около 2 – 4млрд. кВт·ч, что вынуждает страну устанавливать ограничения на ее потребление. Введение лимита на потребление электричества в некоторых районах государства наступает с октября и продолжается приблизительно до апреля. Длительность ограничения в данный период от 3 до 7 часов в день по всей территории страны, не считая городов, где обитают в пределах 10% населения и Горно-Бадахшанская автономная область (ГБАО) [17]. Количество людей, проживающих в регионах Таджикистана, имеющих ограничение к электричеству: Хатлонская область – 443 сел с населением 24091 человек, Согдийская область – 153 сел с населением 24032 человек и Районы Республиканского Подчинения – 114 сёл с населением 24091 человек. Сохранение дефицита электроэнергии в Таджикистане также обосновано ограниченностью внутреннего бюджета страны, высокой капиталоемкостью модернизации и строительства больших ГЭС, разработки и добычи природного газа, угля, нефти, производства других видов энергии, строительства новых ЛЭП, включая экспорт электроэнергии.

Основной проблемой систем электроснабжения горных районов Таджикистана является нехватка электроэнергии [17–23]. Для устранения дефицита электрической энергии в энергосистеме правительство Республики Таджикистан одобрило закон, который включает в себя несколько проектов, одним из которых является использование МГЭС [22]: «Долгосрочная программа строительства малых электростанций на период 2009 –2020 годов» от 02 февраля 2009г. № 73 [14]. Из данного документа становится ясно, что основной упор для устранения дефицита электроэнергии будет делаться на строительстве МГЭС. В соответствии с «Долгосрочной программой строительства малых электростанций на период 2007–2020гг.», в РТ запланировано строительство 70МГЭС с суммарной установленной мощностью 79,6МВт с выработкой 0,48млрд. кВт·ч/год. Из которых 24 шт. или 35% можно классифицировать как МГЭС с установленной мощностью 30 ÷ 500кВт. [20]. По данным [16], в РТ в 1990 году было 25 малых гидроэлектростанций, а в 2016 году это значение увеличилось до 283шт. На рисунке 8 показан темп развития малой гидроэнергетики Республики Таджикистан.

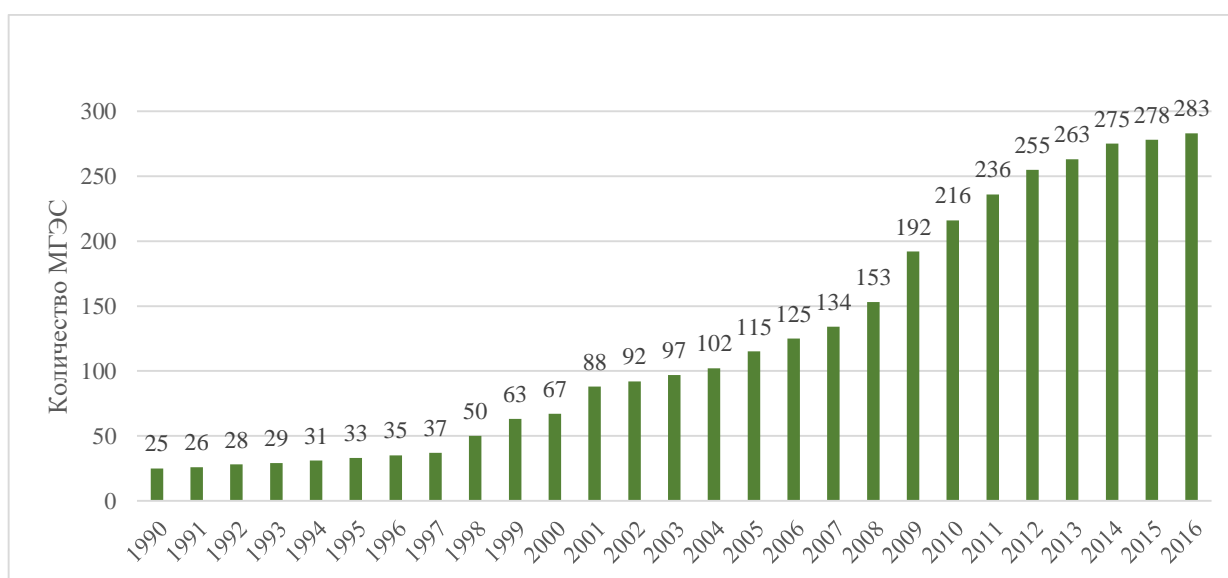


Рисунок 8 – Темп развития МГЭС

Суммарная установленная мощность малой гидроэнергетики Республики Таджикистан в 2016 год достигла 27,1МВт. Распределения этой мощности по территориальной принадлежности показаны в таблице 1.2.6.

Таблица 1.2.6 – Установленная мощность малой гидроэнергетики по регионам

№	Количество МГЭС по регионам	Количество	Установленная мощность, МВт
1	Районы республиканского подчинения	127	8,7
2	Согдийская область	74	8,9
3	ГБАО	48	8,3
4	Хатлонская область	34	1,2
	Всего	283	27,1

В настоящее время из 283 МГЭС, 67 МГЭС не работают. Следовательно, на 2016 год общее количество действующих МГЭС составляет 216 шт. Для этого проанализируем статистику неисправностей и причин выхода из строя существующих МГЭС в РТ, например, Ховалингская ГЭС мощностью 15 кВт в деревне Сарисёб, построенная в 2010 году, из-за отказа генератора не работает. МГЭС «Яхшо» мощностью 5 кВт была построена в Шуробском районе в 2009 году, прекратила работу в связи с выходом из строя генератора. Другая МГЭС «Хафса» мощностью 15 кВт была построена в 2010 году в Шуробском районе – не функционирует из-за повреждения генератора. В 2009 году была построена МГЭС «Шуробский район» мощностью 20 кВт, по причине выхода из строя системы возбуждения генератора прекратила работу. Также можно привести примеры выхода из строя электростанций из-за выхода из строя регуляторов гидротурбин. Следовательно, можно заключить, что основными причинами выхода из строя МГЭС является отказ системы возбуждения генератора и регуляторов турбин. Также при автономном режиме работы на МГЭС оказывает сильное влияние несимметричная нагрузка и в зимний период при понижении уровня реки не выдает полной мощности МГЭС. Большинство стран с расположением потребителей электроэнергии в труднодоступных местах получают электроэнергию от автономных источников и в связи с ограниченной мощностью этих источников (изменения солнечной инсоляции в течение дня и сезонность, заморозки в горах и снижение водного притока, а также непостоянство скорости ветра) не могут поддерживать постоянство выработки электроэнергии. Проблема установления допустимого потребления электроэнергии бытовыми потребителями в городах возможна в случаях, когда потребители не имеют других

источников энергии (кроме электроэнергии) и в подавляющем большинстве случаев используют один источник энергии, например (гидроэлектростанции). К такой стране можно отнести Республику Таджикистан. В этой стране большая часть населения находится на высоте более 700 метров над уровнем моря и в значительной степени лишена других источников энергии. В РТ теплоснабжение города Душанбе обеспечивается горячей водой от ТЭЦ. Теплоснабжение остальных районов городского типа с многоэтажными зданиями и селами обеспечивается за счет электрической энергии.

Электропотребление в селах отличается от города по высоте местности локального проживания потребителей энергии над уровнем моря. Еще на режим электропотребление сильно влияют следующие переменные факторы: температурный коэффициент, высота местности локального проживания потребителей энергии над уровнем моря, коэффициент конструктивно-технологических особенностей зданий и сооружений, коэффициент благосостояния потребителей, которые создают несимметричную нагрузку, представленную в таблице 1.2.7.

Таблица 1.2.7 – Напряжения на фазах потребителей «Панчруд 500кВт»

Время, час	Напряжения на фазах, В		
	А	В	С
6:00	219	198	202
7:00	219	199	202
8:00	219	198	202
9:00	218	199	202
10:00	219	198	202
12:00	219	198	202
14:00	218	199	202
16:00	219	197	202
18:00	218	197	202
18:30	218	199	202
20:00	218	199	202
22:00	218	202	208
00:00	222	202	199

В режиме работы МГЭС с мощностью до 1000кВт сильное действие оказывают два основных фактора выхода из строя понижение уровня реки и несимметричное

подключение потребителей. Для потребителей МГЭС «Панчруд 500кВт (таблицы 1.2.8)» показано суточное потребление для каждой из фаз (таблица 1.2.9), которое хорошо отражает фактор несимметричного подключения потребителей.

Таблица 1.2.8 – Потребители МГЭС «Панчруд 500кВт»

№	Название	Количество энергопотребителей
1.	Село Артуч	98 шт.
2.	Библиотека	1 шт.
3.	Гостинца	1 шт.
4.	Магазин	6 шт.
5.	Масчид	3 шт.
6.	Медпункт	1 шт.
7.	Музей А. Рудаки	1 шт.
8.	Селах Панджруд и Кулоли	418 шт.
9.	Чайхана	1 шт.
10.	Школа	1 шт.
11.	Общий	531шт.

Таблица 1.2.9 – Суточный режим работы МГЭС «Панчруд 500кВт»

Время, час	Мощность, кВт	Ток на фазах, А		
		А	В	С
6:00	230	290	270	150
7:00	250	300	250	150
8:00	260	300	290	170
9:00	230	250	230	120
10:00	200	230	200	100
12:00	250	300	250	150
14:00	220	250	200	120
16:00	240	270	250	150
18:00	260	300	290	190
18:30	290	300	300	210
20:00	250	300	260	150
22:00	200	250	230	100
00:00	120	100	90	70

Приведенная статистика показывает, что основными факторами отказов служат:

- понижение уровня реки;
- отказ регуляторов турбин;

- отказ системы возбуждения генератора;
- несимметричное подключение потребителей.

1.5. Техничко-экономическое обоснование структур электроснабжения горных районов Таджикистана

При большом энергоресурсе малых и средних рек Таджикистана, не все МГЭС построенные на этих реках будут рентабельными. Для оценки целесообразности строительства МГЭС необходимо провести технико-экономическое обоснование. Удаленные населённые пункты республики Таджикистан, получающие питание от централизованного электроснабжения по ЛЭП напряжением 10кВ, располагаются на расстояниях от 10км до 50км и на высоте над уровнем моря выше 2000м. Согласно [24] протяженность ЛЭП напряжением 10кВ должна быть не более 15км. Следовательно, передача электроэнергии от централизованного электроснабжения к удаленным потребителям приводит к увеличению потерь электроэнергии, возрастанию стоимости проектируемой сети, нарушению качества электроэнергии, обусловленное отклонением напряжения, превышающее допустимые величины. Как видно из таблицы 1.2.4, в Республике Таджикистан имеется 774шт. малых рек длиной 10 – 25км, где возможно строить МГЭС для электроснабжения [6 – 9] удаленных потребителей. По оценкам [14] суммарная мощность малых рек республики Таджикистан составляет 100млрд.кВт·ч. Объем освоенной мощности малых рек – 0,07млрд. кВт·ч. При этом экономический эффект реализации проектов МГЭС велик. Для создания рентабельной и экономически целесообразной МГЭС необходим тщательный предварительный анализ ресурсов рек, определение мест установки МГЭС и экономическая эффективность проектов. С целью реализации поставленной задачи предлагается следующий алгоритм выбора и расчёта инвестиционного проекта для МГЭС. Алгоритм разработки и реализации проекта энергоснабжения на базе МГЭС состоит из следующих основных блоков, представленных в структурной схеме, изображённой на рисунке 9. Согласно [25 – 30] инвестиции в проект МГЭС включают в себя различные виды затрат и доходов, распре-

деляемых в течение срока реализации проекта. Затраты включают фиксированные затраты и переменные затраты. Постоянные затраты включают строительные работы, стоимость линий электропередач, электромеханических компонентов и т. д. В то время как переменные затраты включают амортизацию оборудования, эксплуатацию и техническое обслуживание, а также затраты на ремонт. Затраты на любой проект малой гидроэнергетики делятся на две категории: капитальные и переменные затраты. Доход проекта основан только на продаже электроэнергии. Капитальные затраты на проекты малой гидроэнергетики можно разделить на два основных компонента:

1. Строительные работы по строительству МГЭС и развитию любой инфраструктуры.
2. Стоимость электромеханического оборудования.

Строительные работы состоят из следующих подкомпонентов: отводная плотина и водозабор, отводной канал, носовой и водосбросный канал, напорный канал, напорный трубопровод и здание электростанции. В данной работе выбранные места имеют напор воды меньше, чем 500м, поэтому система должна быть без водовода. Это дает несколько преимуществ – простота проекта при строительстве и низкие затраты на установку [24]. Уравнения стоимости строительных работ связаны с напором воды H и номинальной мощностью P проекта и могут быть выражены как:

1. Стоимость киловатта водозабора (в руб.):

$$C_1 = 186,216P^{0.2368} \cdot H^{-0,0597} . \quad (2)$$

2. Стоимость 1кВт здания ГЭС (в руб.):

$$C_2 = 1389,16P^{0.2351} \cdot H^{-0,0585} . \quad (3)$$

3. Общая стоимость проекта за кВт C_c выражается как,

$$C_e = C_1 + C_2 \cdot \quad (4)$$

Электромеханическое оборудование для проекта МГЭС включает необходимые генераторы, турбины, трансформаторы, кабели и системы управления. Эти затраты, как правило, значительно меньше, чем затраты на проект при строительстве, поскольку на них не сильно влияют характеристики площадки. Уравнения, используемые для расчета стоимости каждого электромеханического компонента, имеют следующий вид:

4. Стоимость 1 кВт турбин (в руб.):

- Для турбины Каплана:

$$C_K = 39398 \cdot P^{-0,58338} \cdot H^{-0,113901} ; \quad (5)$$

- Для турбины Фрэнсиса:

$$C_F = 30462 \times P^{-0,560135} \times H^{-0,127243} ; \quad (6)$$

- Для турбины с Поперечным потоком:

Стоимость турбины с поперечным потоком равна половине стоимости турбины Пелтон [24,41]. Итак, уравнение стоимости турбины с Поперечным потоком можно рассчитать, как:

$$C_{CF} = 10482,65 \times P^{-0,3644725} \times H^{-0,2817235} ; \quad (7)$$

5. Стоимость кВт генератора (в руб.):

$$C_3 = 1179,86 \times P^{-0,1855} \times H^{-0,2083} ; \quad (8)$$

6. Стоимость кВт вспомогательных электрических и механических устройств (в руб.):

$$C_4 = 612,87 \times P^{-0,1892} \times H^{-0,2118}; \quad (9)$$

7. Стоимость 1кВт трансформаторного и распределительного оборудования:

$$C_5 = 281 \times P^{-0,1803} \times H^{-0,2075}; \quad (10)$$

8. Стоимость 1кВт электромеханического оборудования $C_{Э.Об.}$ составляет:

$$C_{Э.Об.} = (C_K, C_F, C_{CF}) + C_3 + C_4 + C_5; \quad (11)$$

Прочие косвенные затраты определяются в процентах от затрат на строительство, которые принимаются равными 13% от суммы стоимости строительных работ и электромеханического оборудования. Общая стоимость $ТС$ за кВт по проекту МГЭС C можно получить по уравнению:

$$ТС = 1,13(C_C + C_{Э.Об.}); \quad (12)$$

Годовые затраты на эксплуатацию и техническое обслуживание часто определяются как процент от инвестиционных затрат на кВт. Они включают труд, налоги и расходные материалы. Для крупных гидроэлектростанций они обычно составляют в среднем около 2 - 2,5%, тогда как для станций МГЭС, этот диапазон составляет от 1% до 6% [23]. Экономическое исследование и оценка рассматриваются как один из основных факторов промышленных проектов. В данном исследовании цель оценки состоит в том, чтобы выяснить, является ли проект МГЭС экономичным или нет. Основные используемые методы экономической оценки: метод чистой приведенной стоимости (МЧПС), метод соотношения выгод и затрат, метод окупаемости, метод возврата инвестиций и метод внутренней нормы прибыли [23-29].

В данном исследовании метод МЧПС используется для анализа рентабельности инвестиций в проект МГЭС. Этот метод характеризуется учетом временной стоимости денег и позволяет инвесторам сравнивать проекты, чтобы они могли принимать более обоснованные решения. МЧПС можно определить, как разницу между доходами и расходами, дисконтированных с фиксированной периодической процентной ставкой. Он рассчитывается на протяжении срока реализации проекта. В проектах МГЭС срок жизни проекта обычно принимается равным тридцати годам. Структурная схема целесообразности реализации проекта строительства МГЭС представлена на рисунке 9.

Снижение МЧПС используется в качестве индикатора для классификации различных проектов. Проекты с отрицательной МЧПС будут отклонены, так как это означает, что дисконтированные выгоды в течение жизненного периода проекта не могут покрыть первоначальные затраты проекта. При сравнении группы проектов лучшим считается проект с наибольшим положительным значением МЧПС. Значение МЧПС чувствительно к ставке дисконтирования. Невозможность подобрать подходящую ставку может изменить рентабельность проекта. Эта ставка дисконтирования зависит от уровня инфляции. Его значение обычно находится в диапазоне от 5% до 12% [26,28]. МЧПС можно рассчитать с помощью следующего уравнения.

$$MЧПС = \sum_{i=1}^n \frac{R_i - (I_i + O_i + M_i)}{(1+r)^i} + V_r \quad (13)$$

где I_i - вложение во время i ;

R_i - доход во время i ;

O_i - эксплуатационные расходы во время i ;

M_i - затраты на техническое обслуживание во время i ;

V_r - остаточная стоимость капитала, вложенного в течение срока службы;

n - срок действия проекта;

r - периодическая ставка дисконтирования.

Ставка за период принята равной 25% от годовой ставки.



Рисунок 9– Структурная схема реализации проекта МГЭС

1.6. Анализ традиционной структуры МГЭС

При известных преимуществах использования МГЭС, к которым можно отнести:

- относительно небольшие начальные капиталовложения;
- возможность использования энергоресурсов малых рек, которых в республике много;
- точечное расположение источника электроэнергии вблизи населённого пункта, не требующее длинных линий электропередачи, имеются и отрицательные моменты. Остановимся на них подробнее. Для этого рассмотрим традиционную структуру МГЭС, которая представлена на рисунке 10.

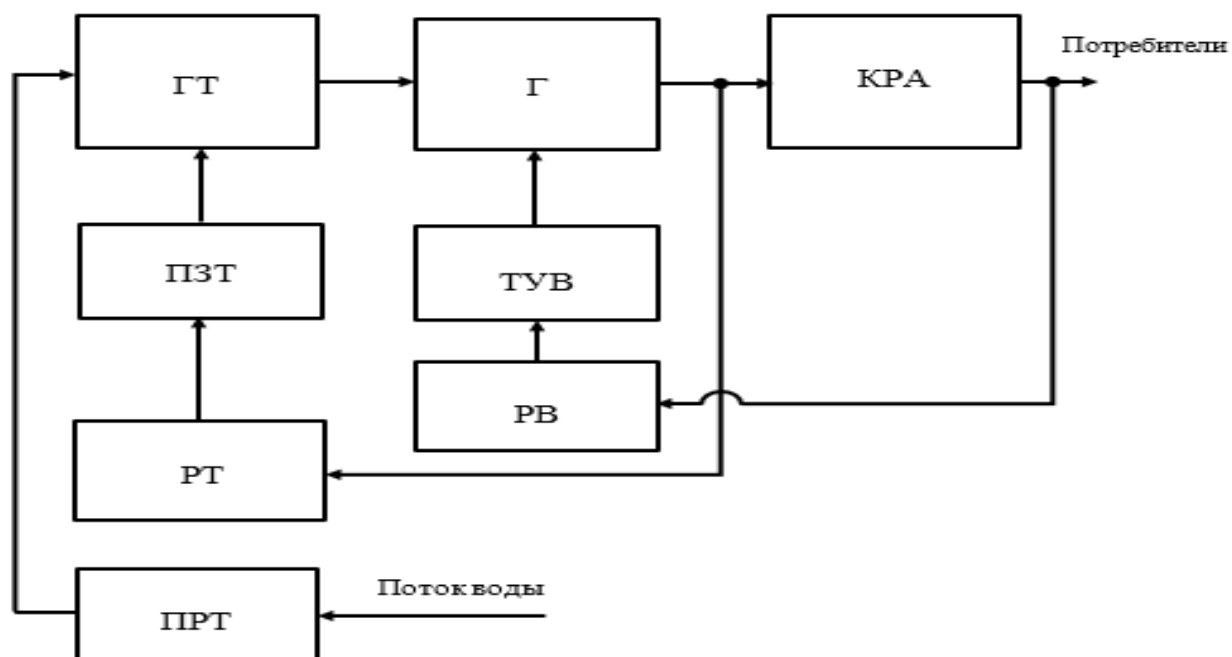


Рисунок 10 – Традиционная схема МГЭС

Кроме плотины (П) и подводящего трубопровода (ПТ) она содержит известные составные элементы: гидротурбина (ГТ), генератор (Г), коммутационно-защитная и распределительная аппаратура (КРА), тиристорное устройство возбуждения (ТУВ), привод затвора турбины (ПЗТ), привод разгонный турбины (ПРТ), регулятор турбины (РТ), регулятор возбуждения (РЗ).

Не останавливаясь на рассмотрении принципиальных схем и конструкций гидротурбины, отметим, что, как правило, они содержат устройство регулирования скорости вращения при изменении напора жидкости. Это может быть либо устройство регулирования перекрытия трубопровода [30,31], либо устройство для регулирования угла поворота лопаток турбины [32,33]. В том и другом случае это достаточно сложные устройства, входящие в систему управления, требующие наблюдения и обслуживания. Иногда для пуска турбины требуется привод затвора турбины (ПЗТ) [34 – 44]. Следует отметить, что частота вращения турбины является одним из важнейших параметров, поскольку она определяет частоту выходного напряжения. По стандартам РФ и энергосистем других стран отклонение частоты напряжения сети от номинального значения не может превышать ± 1 Гц. Поддержание такой точности за счет механических затворов и лопаток представляет собой сложную задачу, которая требует дорогого оборудования. Именно эти устройства снижают надежность и срок службы МГЭС.

Качество напряжения всех МГЭС с традиционными схемами исполнения сильно зависит от расхода воды в турбине и от системы возбуждения генератора. Генераторами в таких МГЭС чаще всего используется синхронная машина с электромагнитным возбуждением [45 – 54]. Для такого генератора требуется дополнительный источник постоянного тока для возбуждения, поступающий через контактные кольца [54]. Наличие контактных колец понижает надёжность генератора и требует периодического обслуживания. Генератор может содержать собственный возбудитель [55]. Тогда машина будет бесконтактной, но это уже не машина, а агрегат из двух машин, что также усложняет конструкцию и обслуживание генератора. Система управления должна содержать источник электропитания для собственных нужд и электронные органы для регулирования частоты и амплитуды выходного напряжения МГЭС. Анализ аварий (смотри приложение 7) показывает, что отказывают те элементы, которые обеспечивают качество электроэнергии: стабильность амплитуды выходного напряжения система возбуждения генератора, стабильность частоты выходного напряжения – регулятор скорости вращения турбины. Отсюда возникает направление совершенствования элементного состава

МГЭС с целью повышения их надёжности и сокращения эксплуатационных расходов. Смысл его заключается в отказе от традиционных методов регулирования амплитуды напряжения путём изменения тока возбуждения и частоты – путём регулирования скорости вращения турбины или балластной нагрузкой [57,58]. Под влиянием несимметричной нагрузки в фазах уменьшается качество напряжения, отдаваемая мощность и срок службы оборудования МГЭС. Для решения данных проблем необходимо изменить на новые, надёжные и необслуживаемые схемы. В состав элементов предлагаемой схемы МГЭС необходимо добавить нерегулируемую турбину, многофазный синхронный генератор с постоянными магнитами, полупроводниковый преобразователь [15]. Для обеспечения стабилизации амплитуды и частоты выходного напряжения в МГЭС используется электронный преобразователь напряжения, а возбуждение генератора осуществляется от постоянных магнитов. При современном развитии силовой электроники задачу получения стабильного выходного напряжения можно получить не механическим приводом, а управлением электронными компонентами. Переход к этой концепции упрощает обслуживание и ремонт, повышает надёжность, увеличивает срок службы. Развитие при этом идет в направлении создания полностью автономной, необслуживаемой МГЭС. Этот принцип требует пересмотра структуры современной МГЭС.

1.7. Автоматизированная МГЭС, как основа системы электроснабжения горных районов Таджикистана

Реализации МГЭС в таком виде способствует, во-первых, значительное развитие электронной элементной базы в части существенного повышения передаваемой мощности, уменьшения потерь преобразования, массы и габаритов аппаратуры, во-вторых, появление новых магнитных материалов с высокой удельной энергией. Кроме того, расширение использования электронной аппаратуры позволит сделать МГЭС действительно автономным необслуживаемым объектом. Для этого в её состав необходимо ввести устройства, реализующие функции диагностики состояния узлов и агрегатов МГЭС и функции связи с центральным диспет-

черским пунктом системы электроснабжения республики. С учётом изложенного функциональная схема МГЭС, как автономного электротехнического комплекса, представлена на рисунке 11 [21, 60, 61].

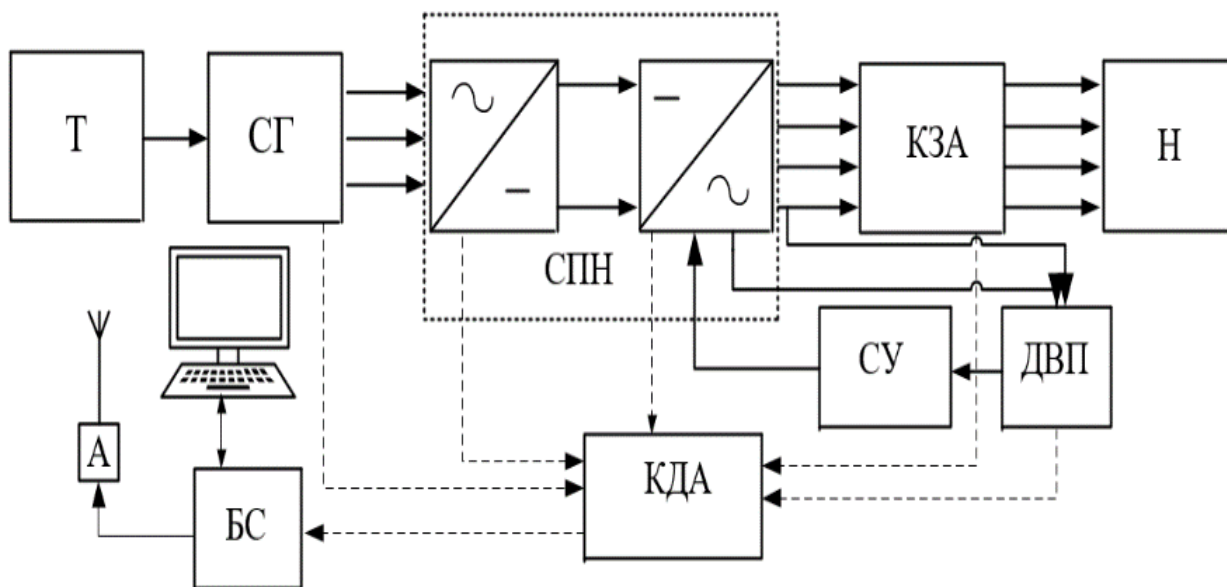


Рисунок 11 – Функциональная схема автономной автоматизированной МГЭС

Комплекс содержит следующие элементы:

- гидротурбина (Т), в качестве которой предлагается использовать серийный центробежный насос;
- синхронный трёхфазный генератор (СГ), в качестве которого предлагается использовать серийный синхронный трёхфазный двигатель с возбуждением от постоянных магнитов;
- силовой преобразователь напряжения (СПН), включающий в себя три элемента: преобразователь переменного ток в постоянный, преобразователь постоянного тока в переменный заданной амплитуды и частоты, устройство симметрирования выходного трёхфазного напряжения;
- блок датчиков выходных параметров ГЭС (ДВП), который выдаёт информацию о текущих значениях частоты, тока, напряжения, мощности и выработанной энергии;

– блок коммутационно – защитной аппаратуры (КЗА), который включает в себя стандартные для любой электростанции коммутационно-защитные устройства;

– блок контрольно – диагностической аппаратуры (КДА), предназначенный для реализации функций диагностики состояния элементов комплекса и оценки его текущей и последующей работоспособности;

– блок связи (БС), предназначенный для связи и передачи данных о выходных параметрах и состоянии отдельных элементов на центральный диспетчерский пункт;

– антенна (А);

– система управления (СУ);

– нагрузка (Н).

Представленная структурная схема хотя и является очевидной, но почти каждый из её элементов требует дополнительной научно-технической проработки, поэтому рассмотрим её подробнее. Блок датчиков выходных параметров энергетической установки и блок коммутационно-защитной аппаратуры могут быть выполнены на основе стандартных элементов. В случае ДВП – это стандартные датчики частоты и действующего значения напряжения, а также датчики тока и вырабатываемой мощности. В данном случае КЗА – это стандартная коммутационно-защитная аппаратура. Дополнительным требованием к ним является вывод информации об измеряемых координатах и о состоянии коммутационно-защитных элементов в цифровой и импульсной форме для последующего анализа в устройстве диагностики и передачи по выбранным каналам связи. Блок диагностики является в данном случае важнейшим алгоритмически сложным элементом, так как должен в режиме онлайн на действующей аппаратуре оценивать её работоспособность, выявлять возникшие неисправности, прогнозировать возможность их возникновения. При этом на него поступает информация с различных датчиков. Например, датчики вибраций корпусов турбины и генератора используются для оценки состояния опор этих устройств; информация с датчика расхода жидкости, поступающей в турбину, используется при определении соответствия её мощности расчётным значениям;

информация с датчиков температуры обмотки генератора и силовых ключей преобразователя напряжения позволяет судить об исправности генератора и преобразователя; датчики, фиксирующие возникновение несимметрии и искажение картины магнитного поля, позволяют экстренно фиксировать витковое замыкание; датчики для определения сопротивления изоляции обмотки контролируют нарушение изоляции. Информация с перечисленных датчиков, а также информация о значениях выходных координат энергоустановки совместно с информацией, получаемой от математической модели процессов преобразования энергии, заложенной в блок диагностики, используется для оценки её работоспособности и выявления неисправностей. Для связи с центральным диспетчерским пунктом может быть использован интернет, радиоканал, спутниковая связь и т. д. Использование центробежного насоса в качестве гидротурбины известно [62 – 65]. Однако, остаются недостаточно выясненными вопросы изменения скорости вращения насоса в режиме турбины при одновременном изменении напора и момента на валу, связанного с изменением потребления электроэнергии. Следовательно, для обоснованного выбора типа и мощности насоса, а также оценки возможного диапазона изменения его скорости вращения в процесс эксплуатации, потребуется более детальное исследование гидродинамических процессов его работы в режиме турбины. Генератор на основе синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов (СДПМ) является хорошо технологически отработанной и изученной машиной. Существенным недостатком СДПМ при использовании его в качестве генератора автономной энергетической установки является возможность возникновения аварийных последствий в случае виткового замыкания в обмотке. Действительно, если СДПМ будет продолжать вращаться при наличии такого замыкания, в короткозамкнутом контуре будут протекать большие токи, в результате которых обмотка перегреется и возможно возникновение пожара. Следовательно, возникает задача либо исключения таких замыканий, либо быстрого их обнаружения и останова генератора. В СПН преобразователь переменного тока в постоянный может быть выполнен по одному из двух вариантов: либо это стандартный двухполупериодный, либо синус-

ный выпрямители [66,67]. Недостатком первой схемы является влияние выпрямителя на синхронный генератор за счёт несинусоидальности потребляемого тока, что ухудшает его энергетические показатели. Синусоидальный выпрямитель позволяет обеспечить синусоидальность фазных токов, но схема его существенно сложнее и стоимость выше. Поэтому потребуется дополнительная оценка эффективности и границы применения того и другого выпрямителей. На первый взгляд не вызывает вопросов преобразователь постоянного напряжения в переменное трёхфазное, так как схемы таких устройств хорошо отработаны и серийно выпускаются.

Однако, в рассматриваемом случае преобразователь работает на несимметричную нагрузку, и вопросы симметрирования напряжений требуют особого внимания, так как несимметрия может быть весьма существенной (см. приложение 3). Например, одна фаза может иметь нулевую нагрузку, а две другие нагружены до номинальных токов или наоборот, две фазы нагружены, а одна - без нагрузки. Вопросы симметрирования нагрузки на выходе преобразователей хотя и рассмотрены в настоящее время [66 – 69], однако имеющиеся технические решения достаточно сложны и требуют усовершенствования [70]. **В качестве преобразователя напряжения предлагается использовать автономный инвертор с дискретной коммутацией ключей.** Всё это позволит существенно упростить как общую схему реализации преобразователя, так и алгоритмы управления им и одновременно позволит повысить надёжность системы.

Выводы по главе 1

1. Гидропотенциал мощных рек в Республике Таджикистан практически исчерпан. Нарастающий дефицит электроэнергии можно уменьшить за счёт использования энергии малых и средних рек, при этом наиболее рациональный путь решения задач электроснабжения высокогорных, труднодоступных районов Таджикистана является строительство и эксплуатация автономных МГЭС индивидуально для каждого населённого пункта.

2. Для успешного развития гидроэнергетики на базе МГЭС необходимо пересмотреть их структуру с точки зрения развития автономности эксплуатации, повышения надёжности работы и снижения стоимости. Для обеспечения надёжного функционирования МГЭС необходимо использовать простейшие высоконадёжные функциональные элементы: в качестве турбины – центробежный насос; в качестве генератора – синхронный генератор с возбуждением от постоянных магнитов; в качестве преобразователя выходного напряжения генератора в трехфазное напряжение промышленной частоты – простейший полупроводниковый мостовой инвертор. Возможность работ МГЭС в автономном режиме должна быть обеспечена за счёт использования средств самодиагностики и непрерывной связи её с центральным диспетчерским пунктом районной РЭС по каналам интернет или спутниковой связи.

3. Необходимо разделить функции элементов МГЭС – генератор предназначен только для преобразования механической энергии в электрическую, а преобразователь напряжения должен преобразовать переменное напряжение на выходе генератора в трёхфазное напряжение промышленной частоты и требуемого по нормативам качества. С точки зрения обеспечения надёжности, простоты обслуживания и минимальной стоимости в составе МГЭС целесообразно использовать многофазный генератор в комплексе с неуправляемым мостовым выпрямителем.

4. Для надёжной работы комплекса МГЭС необходимо особое внимание уделить симметрированию напряжения при несимметричной нагрузке, характерной для потребителей высокогорных сел Республики Таджикистан. Несимметричная нагрузка является одним из основных факторов отказов МГЭС.

ГЛАВА 2. ОПИСАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ТРЁХФАЗНОГО ИНВЕРТОРА С ДИСКРЕТНОЙ КОММУТАЦИЕЙ КЛЮЧЕЙ

2.1.1. Топология трехфазного инвертора напряжения

Известно, что преобразование в трехфазном инверторе напряжения осуществляется на основе силовых полупроводников, которые строятся по мостовым схемам инвертора напряжения. Эти преобразователи нашли широкое применение в возобновляемых источниках энергии [71 – 96]. Учитывая ряд их преимуществ, в ближайшем будущем выработка и потребление электроэнергии будут осуществляться при непосредственном участии силовой электроники. Тем самым это позволит увеличить их роль и даст возможность к переходу из системы производства и распределения электроэнергии, применяемые по сей день, к централизованной системе электроснабжения в системе распределенной генерации. Общий вид схемы базового трехфазного инвертора напряжения представлен на рисунке 12.

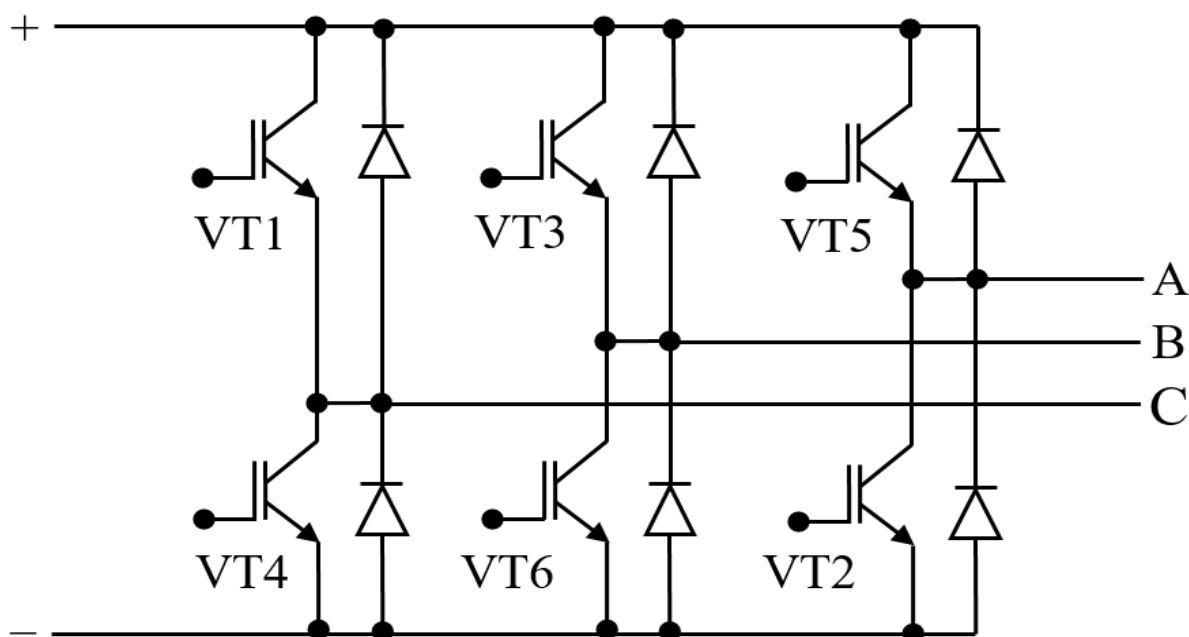


Рисунок 12 – Общий вид схемы базового трехфазного инвертора напряжения

2.1.2. Топология трёхфазного инвертора напряжения со средней точкой конденсатора в цепи питания

Одним из способов преобразования – является применение в средней точке цепи питания конденсатора, топология трёхфазного инвертора напряжения представлена на рисунке 13. Данная схема проста в применении, так как имеет наименьшее количества ключей (топология состоит из трех независимых друг от друга однофазных мостовых инверторов), тем самым уменьшается количество коммутации. При этом максимальное значение фазного напряжения на выходе трёхфазного инвертора напряжения составляет половину от питающего напряжения шины постоянного тока ($U_{п}/2$). Следовательно, для достижения фазного напряжения 220В необходимо, чтобы на шине постоянного тока напряжение имело значение не менее 700В.

При таких значениях для поддержания допустимых значений напряжений необходимо увеличивать количество конденсаторов, что приводит к удорожанию данных схем [97], что можно считать их недостатками. К недостаткам данной схемы можно отнести то, что при несимметричной нагрузке разность токов фаз протекает по нулевому проводу, тем самым приводя к возмущению в схеме управления и флуктуации напряжения в звене постоянного тока.

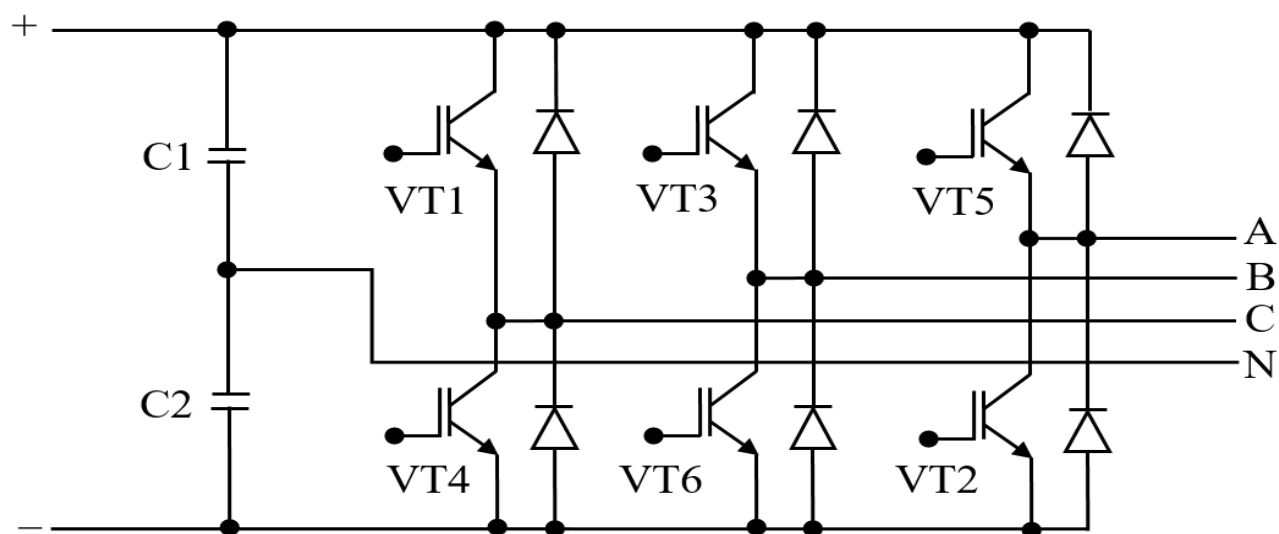


Рисунок 13 – Топология трёхфазного инвертора напряжения с конденсатором в средней точке

2.1.3. Топология трехфазного инвертора напряжения с четвертой стойкой

Учитывая, что однофазным потребителям электроэнергии необходим нулевой провод с целью создания цепи для протекания тока. В последнее время среди ряда разработчиков и исследователей возрос интерес к трехфазным схемам с четвертой стойкой в трехфазном инверторе напряжения [98 – 100]. В топологии этих схем для подключения нулевого провода в системе преобразователя создается искусственная средняя точка в четвертой стойке, к которой подключается нулевой провод (рисунок 14). В этих схемах устанавливаемые конденсаторы на шине постоянного тока предназначены только для устранения пульсаций, следовательно, конденсатор не влияет на несимметрию, как это было сказано выше. В топологии трехфазного инвертора напряжения с четвертой стойкой максимальное выходное напряжение выше, чем в схемах с конденсатором в средней точке шины постоянного тока. Следовательно, в этих схемах проблема с поддержанием напряжения на шине постоянного тока уменьшается, что в свою очередь приводит к уменьшению числа коммутаций и за счёт них повышается их эффективность. Однако, появление в схеме управления дополнительных транзисторных ключей усложняет схему, но, приняв во внимание современное состояние и достижения в микропроцессорной технике, данную проблему можно устранить.

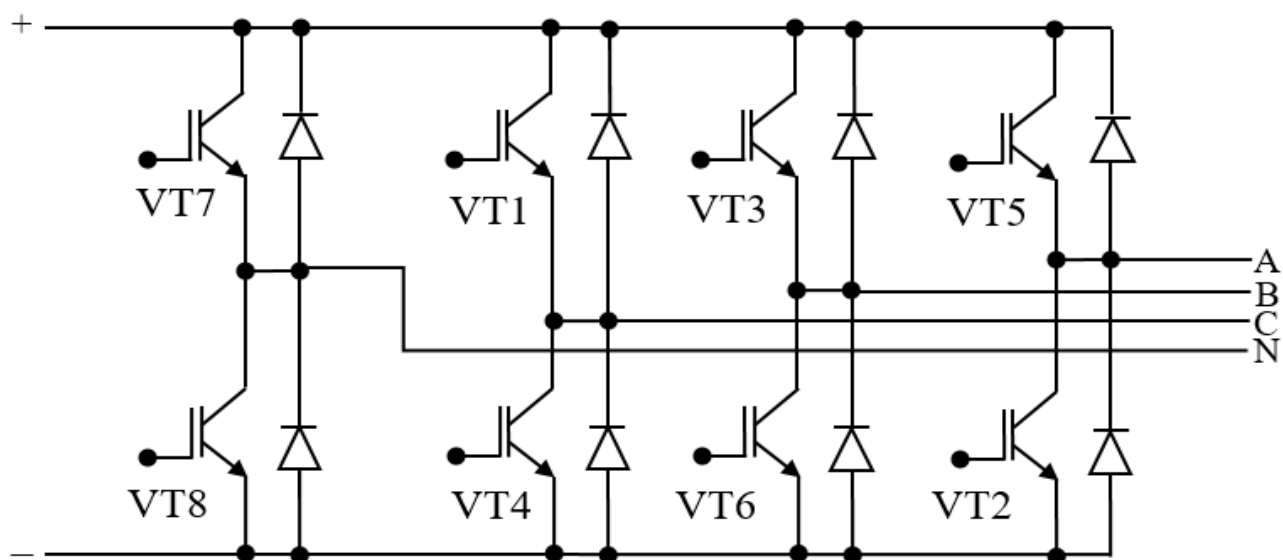


Рисунок 14 – Топология трехфазного инвертора напряжения с четвёртой стойкой

2.1.4. Топология на основе трёх отдельных однофазных инверторов

Отличия в данной схеме преобразователя является то, что в ней используются три однофазных инвертора, подключаемых к нагрузке через разделительные трансформаторы (рисунок 15). Преимущества данной схемы по отношению к выше рассмотренным является возможное низкое входное напряжение трансформатора, получаемая на шине постоянного тока, чем напряжение в схеме с конденсатором в средней точке.

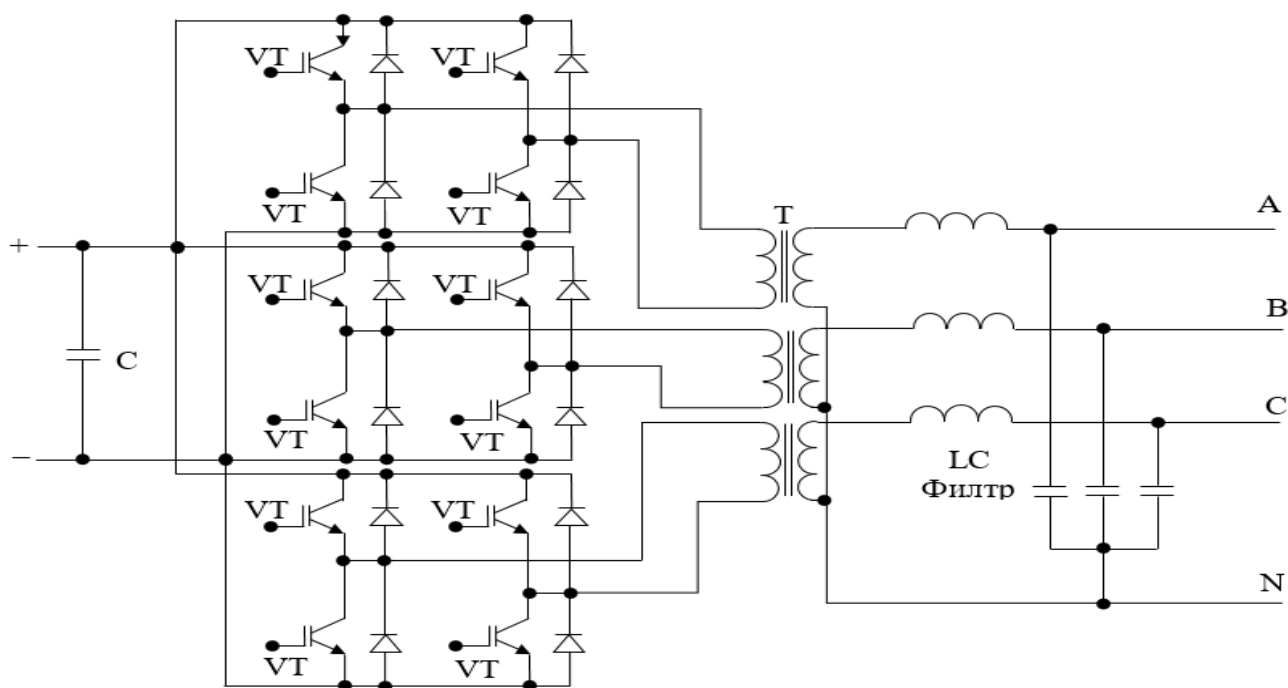


Рисунок 15 – Топология на основе трёх отдельных однофазных инверторов

Несмотря на то, что в этих схемах необходимо много транзисторов, напряжение на выходе имеет сглаженную форму [101,102]. Учитывая отдельность их работы в данной схеме, повышенная надежность объясняется тем, что в случае выхода из строя одной из фаз две другие фазы могут продолжать работать в допустимых режимах и обеспечивать потребителей электроэнергией. Следовательно, в них допускается пофазное регулирование выходного напряжения. Как все схемы данная схема не лишена недостатков, основным из которых является обеспечение безопасности в связи применением в них разделительных трансформаторов.

В таблице 2.1.4.1 приводятся сравнения топологий трехфазного инвертора напряжения с нулевым проводом.

Таблица 2.1.4.1 – Сравнение топологий трехфазного инвертора напряжения с нулевым проводом

Наименование топологий трехфазного инвертора напряжения с нулевым проводом	Трехфазного инвертора напряжения с конденсатором в средней точке	Трехфазного инвертора напряжения с четвертой стойкой	На основе трёх отдельных однофазных инверторов
Количество переключающих устройств	6	8	12
Требование к дополнительному датчику	Один дополнительный датчик напряжения шины постоянного тока (всего два)	Один дополнительный датчик тока	Три дополнительных датчика тока
Контроль тока нейтрали	Непрямой	Прямой	Непрямой
Выходной конденсатор	Большой	Средний	Маленький
Главное преимущество	Наименьшее количество переключающих устройств	Лучшая управляемость	Сложный управляемость
Главный недостаток	Проблема дисбаланса конденсатора из-за разности напряжений на двух конденсаторах	Больше количества переключающих устройств	Больше количества переключающих устройств
Выбор приложения и топологии	Подходит для малой и средней мощности	Подходит для применений с малой и средней мощностью.	Подходит для компенсации высоких токов нейтрали
Соглашающий трансформатор	Нет	Нет	Да
Общая стоимость	Низкий	Средний	Высокий

2.2. Известные методы симметрирования напряжения на выходе полупроводниковых преобразователей

В связи с возрастанием номенклатуры однофазных электроприемников резко возрастает интерес к предлагаемым способам контроля и управления преобразователей резко возрастает. Обосновывается это тем, что электроприемники при электропотреблении создают в системе электроснабжения несимметричные режимы, которые в последствие приводят к появлениям токов и напряжения в нулевом проводнике. Следовательно, для управления этими режимами эффективно применяются четырехпроводные преобразователи, предлагаемые рядом авторов. В [99 – 122] сообщается о достаточно большом разнообразии методов управления выходным напряжением на выходе полупроводниковых преобразователей. Например, в [99 – 104] предложены различные способы управления данными режимами. При этом необходимо отметить, что широкое применение данные способы пока нашла в автономных системах электроснабжения. Связано это, в первую очередь, с облегчением системы контроля и управления. Необходимо отметить то, что данные способы основаны на переходе с трехфазной системы координат в двухфазную, с последующим, после получения эталонных величин на выходе трехфазной четырехпроводной системы, преобразованием из двухфазной в трехфазную систему координат [105 – 108]. При этом, для успешной реализации преобразования, необходимо получение не только информации о мгновенных значениях напряжения, но и о мгновенных значениях токов [109 – 122]. Схема реализации системы управления с получением данных по напряжениям и токам приведена на рисунке 16. В данной схеме с помощью преобразователя PLL формируется вращающийся вектор напряжения, соответствующий симметричному режиму. На основе информации об угловом положении вектора напряжения (угол Θ) осуществляется преобразование трёхфазных токов и напряжений в двухфазные во вращающейся системе координат. Далее двухфазная система напряжений симметрируется с помощью регуляторов ПИ и осуществляется обратное преобразование напряжений, от двухфазной в трёхфазную.

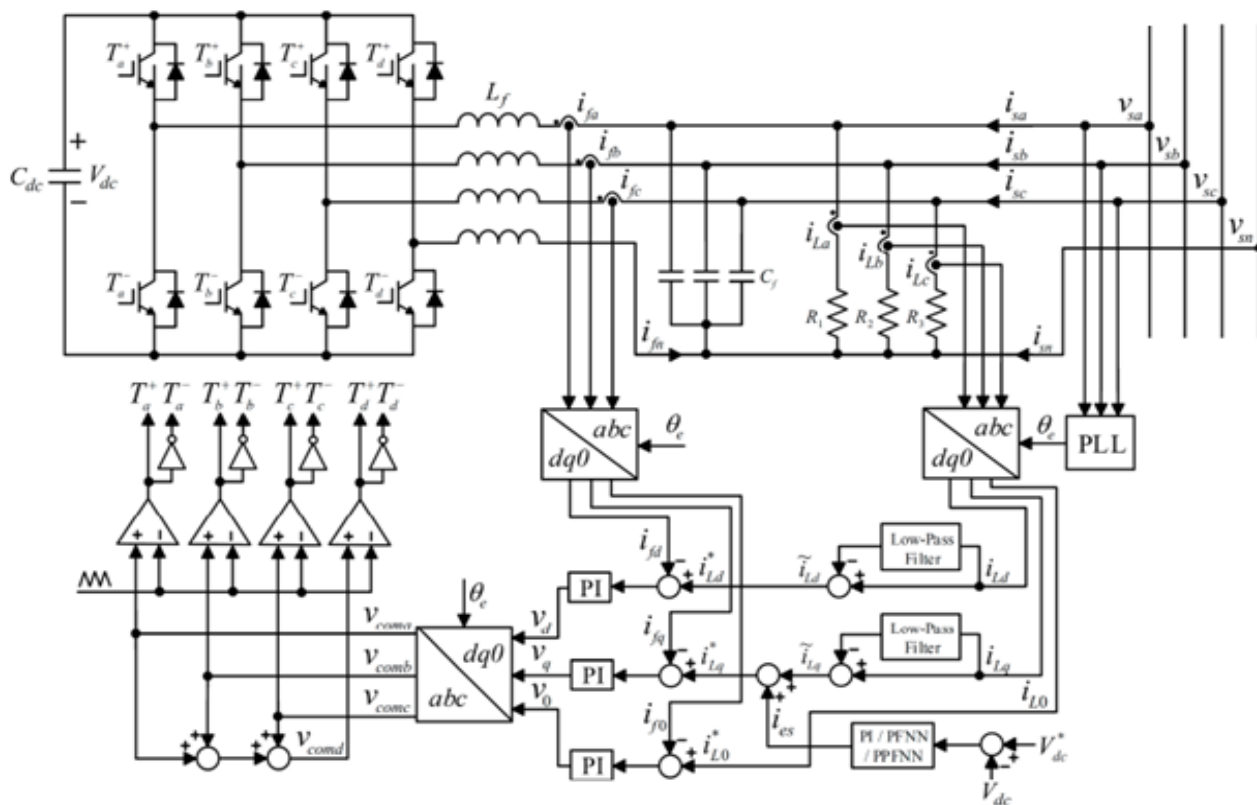


Рисунок 16 – Схема реализации система управления

Три фазных напряжения поступают на сумматоры и разность этих напряжений (сигналы $T_d^1 T_d^{11}$) поступает на силовые ключи четвёртой стойки преобразователя (T_d). За счёт этого осуществляется выравнивание амплитуд фазных напряжений и уточняется симметрирование. Как следует из схемы, данный способ управления трехфазным статическим преобразователем для симметрирования величин трехфазного напряжения при несимметричной нагрузке требует получения информации одновременно о мгновенных значениях напряжения и тока на выходе трехфазного преобразователя, что усложняет алгоритм расчета. Кроме того, алгоритм содержит двойное преобразование систем координат, поэтому точность преобразования существенно понижается при несинусоидальности токов и напряжений, обусловленных характером нагрузки. Последнее обстоятельство вполне возможно в бытовых сетях. Что также приводит к снижению надёжности таких систем. В связи с этим в работе предложен новый, относительно простой и более надёжный способ симметрирования напряжения.

2.3. Методы дискретного преобразования постоянного напряжения в переменное трёхфазное

Получение выходных сигналов переменного напряжения от источников питания постоянного напряжения является основной задачей преобразователей силовой электроники [123 – 128]. Управляемые формы сигналов мощности переменного напряжения необходимы во многих приложениях. Эти различные приложения могут быть классифицированы на основе управляемых параметров переменного напряжения, которые представляют собой величину, частоту и фазовый угол формы выходного сигнала переменного напряжения, а также тип управляемого выхода переменного напряжения. Выходной сигнал переменного напряжения будет принимать дискретные значения таким образом, что основная составляющая выглядит как синусоидальный сигнал, даже если модулированный выходной сигнал не является синусоидальным.

Дискретные значения, генерируемые инвертором, накладывают дополнительные ограничения на некоторые приложения. Например, чувствительные нагрузки нельзя подключать напрямую к выходу инвертора. Качество выходных сигналов должно быть улучшено с помощью фильтров гармоник, чтобы соответствовать необходимым стандартам качества. Кроме того, емкостные нагрузки будут увеличивать влияние дискретного выходного напряжения, добавляя больше пиков тока. Для получения трехфазного выходного напряжения шесть переключателей должны управляться таким образом, чтобы форма выходного сигнала была близка к синусоидальной. Чтобы прояснить это, резистивная нагрузка, соединенная звездой, подключена к инвертору, показанному на рисунке 12. В случаях, когда не предъявляются жёсткие требования к содержанию высших гармоник в напряжении питания, можно обойтись простейшим преобразователем с дискретной коммутацией:

1. Каждый ключ инвертора открыт на интервале 120° ;
2. Каждый ключ инвертора открыт на интервале 150° ;
3. Каждый ключ инвертора открыт на интервале 180° .

2.3.1. Каждый ключ инвертора открыт на интервале 120°

Для 120° режима трехфазного инвертора напряжения каждый из полупроводниковых ключей проводит 120° цикла. Как и в режиме 180° , инвертор в режиме 120° также требует шести шагов по 60° каждый для завершения одного цикла выходного напряжения переменного тока. В таблице 2.3.1.1 показаны проводящие транзисторы в течение каждого отдельного интервала.

Таблица 2.3.1.1 – Работа в режиме 120° - ой коммутации

№	интервал	120° коммутация			
		ключ	полярность		
	степень	вкл.	А	В	С
1.	0 - 60	VT1, VT6	+	0	-
2.	60 - 120	VT3, VT6	0	+	-
3.	120 - 180	VT3, VT2	-	+	0
4.	180 - 240	VT5, VT2	-	0	+
5.	240 - 300	VT5, VT4	0	-	+
6.	300 - 360	VT1, VT6	+	-	0

Из таблицы 2.3.1.1 видно, что даже для 120° и для следующих 60° ни VT1, ни VT4 не проводят. Теперь VT4 включается при $\Theta = 180^\circ$ и далее проводит на 120° , от $\Theta = 180^\circ$ до $\Theta = 300^\circ$. Это означает, что для интервала 60° от $\Theta = 120^\circ$ до $\Theta = 180^\circ$ последовательно соединенные переключатели VT1, VT4 не проводят ток. При $\Theta = 300^\circ$ VT1 выключается, затем проходит интервал 60° , прежде чем снова включается VT1 при $\Theta = 360^\circ$. Во втором ряду VT3 включается при $\Theta = 120^\circ$. Теперь VT3 проводит на 120° , затем проходит интервал 60° , в течение которого VT3, и VT2 не проводят. При $\Theta = 300^\circ$ включается VT2, он проводит 120° и затем проходит интервал 60° , после чего снова включается VT3. Аналогично выполняется и третий ряд. Последовательность запуска шести полупроводниковых ключей такая же, как

и для 180-режимного инвертора. На каждом шаге к этому инвертору ведут только два полупроводниковых ключа: один из верхней группы и один из нижней группы, но в инверторе с режимом 180° на каждом шаге проводят три полупроводниковых ключа. На рисунке 17 показаны формы выходного напряжения.

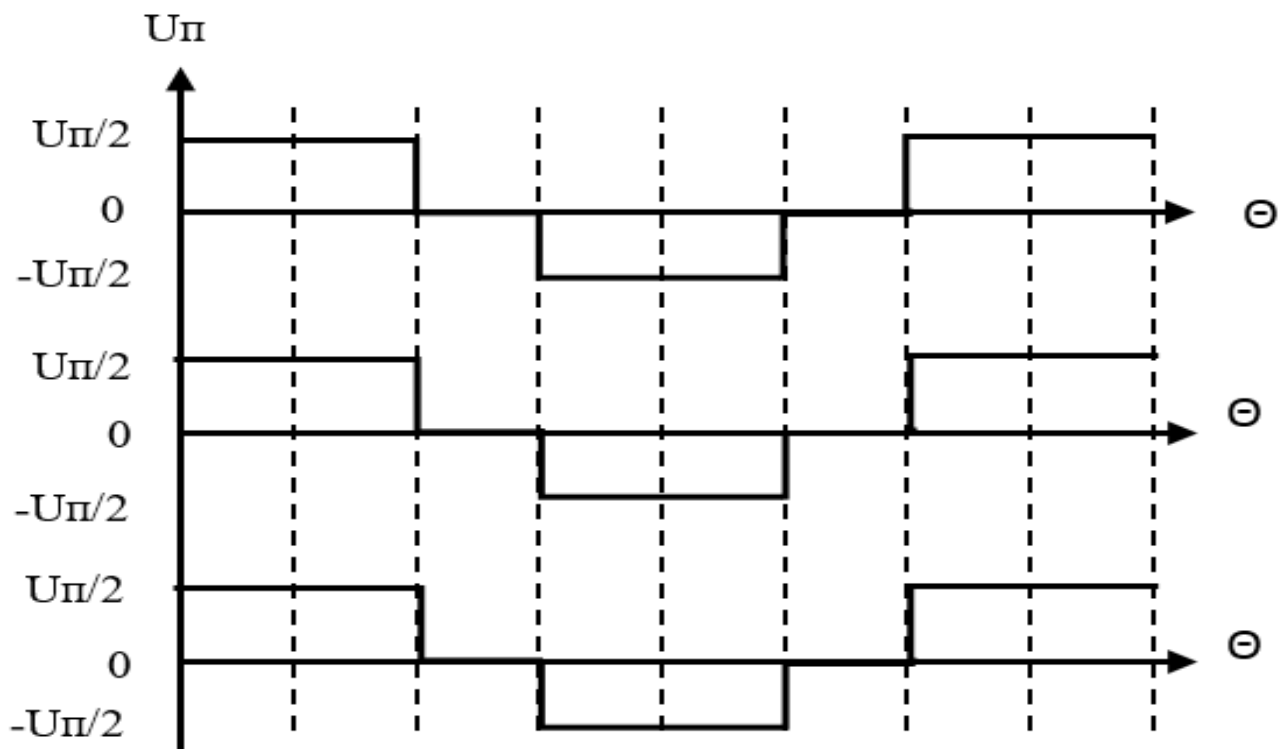


Рисунок 17 – Форма фазного напряжения при 120 градусной коммутации преобразователя при симметричной нагрузке

2.3.2. Каждый ключ инвертора открыт на интервале 150°

В режиме 150°- й коммутации каждый ключ инвертора проводит на интервале 150° градусов [127,128]. Он имеет двенадцать шагов, каждый из которых имеет продолжительность 30° градусов для завершения одного цикла выходного переменного напряжения. Три транзистора проводят в одном интервале, как в режиме 180°, в то время, как только два транзистора проводят в следующем интервале, как в режиме 120°. В таблице 2.3.1.2 показаны проводящие транзисторы в течение каждого отдельного интервала. На рисунке 18 показаны формы выходного напряжения.

Таблица 2.3.1.2 – Работа в режиме проводимости 150 градусов

№	интервал	150° коммутация			
		ключ	полярность		
	степень	вкл.	A	B	C
1.	0 - 60	VT1, VT2, VT6	+	-	-
2.	60 - 120	VT1, VT2	+	0	-
3.	120 - 180	VT1, VT2, VT3	+	+	-
4.	180 - 240	VT2, VT3	0	+	-
5.	240 - 300	VT2, VT3, VT4	-	+	-
6.	300 - 360	VT3, VT4	-	+	0
7.	360 - 420	VT3, VT4, VT5	-	+	+
8.	420 - 480	VT4, VT5	-	0	+
9.	480 - 540	VT4, VT5, VT6	-	-	+
10.	540 - 600	VT5, VT6	0	-	+
11.	600 - 660	VT1, VT5, VT6	+	-	+
12.	660 - 720	VT1, VT6	+	-	0

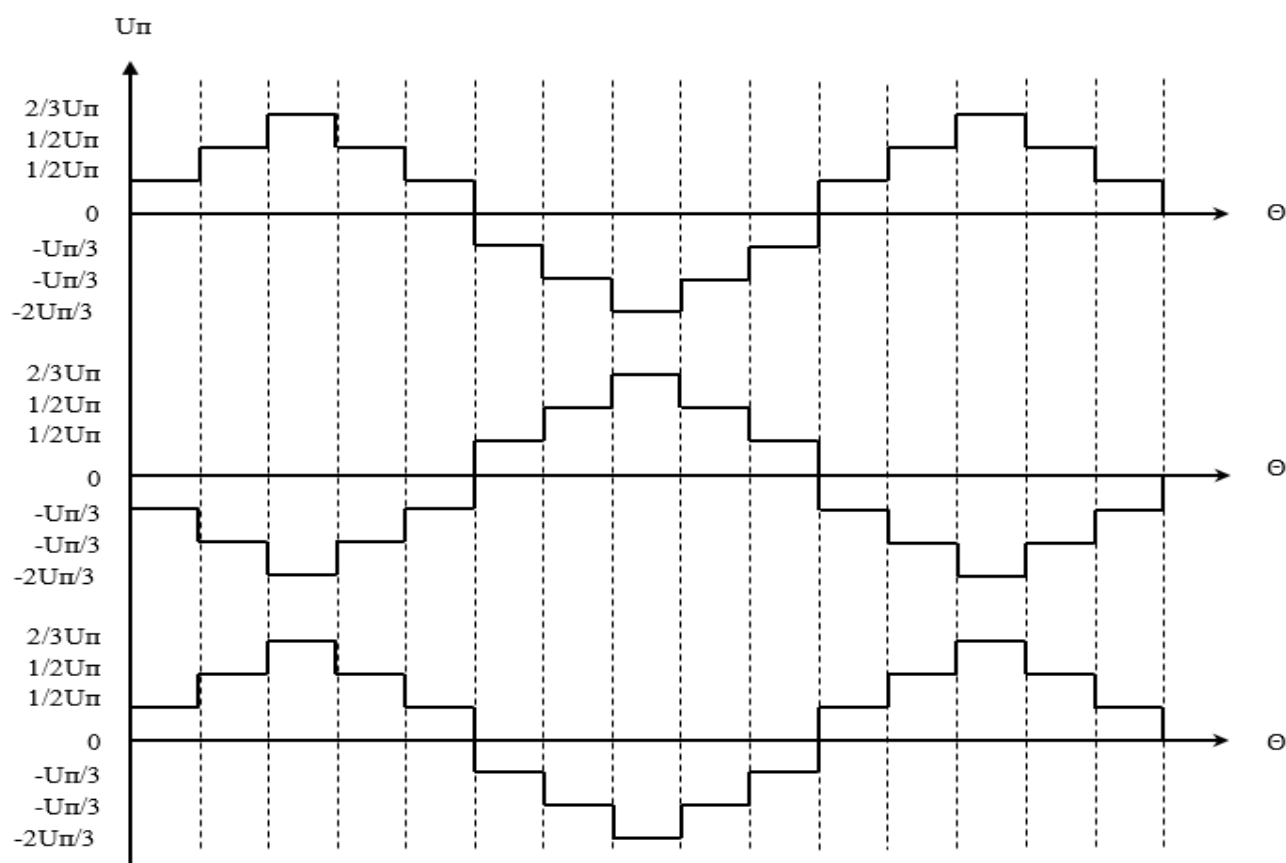


Рисунок 18 – Форма фазного напряжения при 150 градусной коммутации преобразователя при симметричной нагрузке

2.3.3. Каждый ключ инвертора открыт на интервале 180°

В трехфазном инверторе каждый переключатель проводит 180° цикла, пара полупроводниковых ключей в каждом плече, т.е. VT1, VT4; VT3, VT6 и VT5, VT2 включаются с временным интервалом 180°. Это означает, что VT1 ведет на 180°, а VT4 на следующие 180° цикла. Переключатели в верхней группе т.е. VT1, VT3, VT5 проводят с интервалом 120°. Это означает, что если VT1 запускается при $\Theta = 0^\circ$, то VT3 должен запускаться при $\Theta = 120^\circ$, а VT5 при $\Theta = 240^\circ$. Это же доказано нижней группой переключателей. В таблице 2.3.3.1 показаны проводящие транзисторы в течение каждого отдельного интервала.

Таблица 2.3.3.1 – Работа в режиме 180°-ой коммутации

№	интервал	180° коммутация			
		ключ	полярность		
	степень	вкл.	A	B	C
1.	0 - 60	VT1, VT5, VT6	+	-	+
2.	60 - 120	VT2, VT6, VT1	+	-	-
3.	120 - 180	VT3, VT1, VT2	+	+	-
4.	180 - 240	VT4, VT2, VT3	-	+	-
5.	240 - 300	VT3, VT4, VT5	-	+	+
6.	300 - 360	VT4, VT5, VT6	-	-	+

В таблице 2.3.3.1 первая строка показывает, что VT1 из верхней группы ведет на 180°, VT4 на следующие 180°, а затем снова VT1 на 180° и так далее. Во втором ряду показано, что VT3 из верхней группы начинает проводить 120° после того, как VT1 начинает проводить. После проведения VT3 на 180°, VT6 проводит на следующие 180° и снова VT3 на следующие 180° и так далее. Далее в третьем ряду VT5 из верхней группы начинают проводить 180° после VT3 или 240° после VT1. После проведения VT5 на 180°, VT2 проводит на 180°, VT5 на следующие 180° и так далее. Таким образом идентифицируется схема срабатывания шестипозиционного переключателя. Таким образом, последовательность включения полупроводниковых ключей следующая: VT1, VT5, VT6; VT2, VT6, VT1; VT3, VT1, VT2; VT4, VT2,

VT3; VT4, VT5, VT6 [128]. На рисунке 19 показаны формы выходного напряжения.

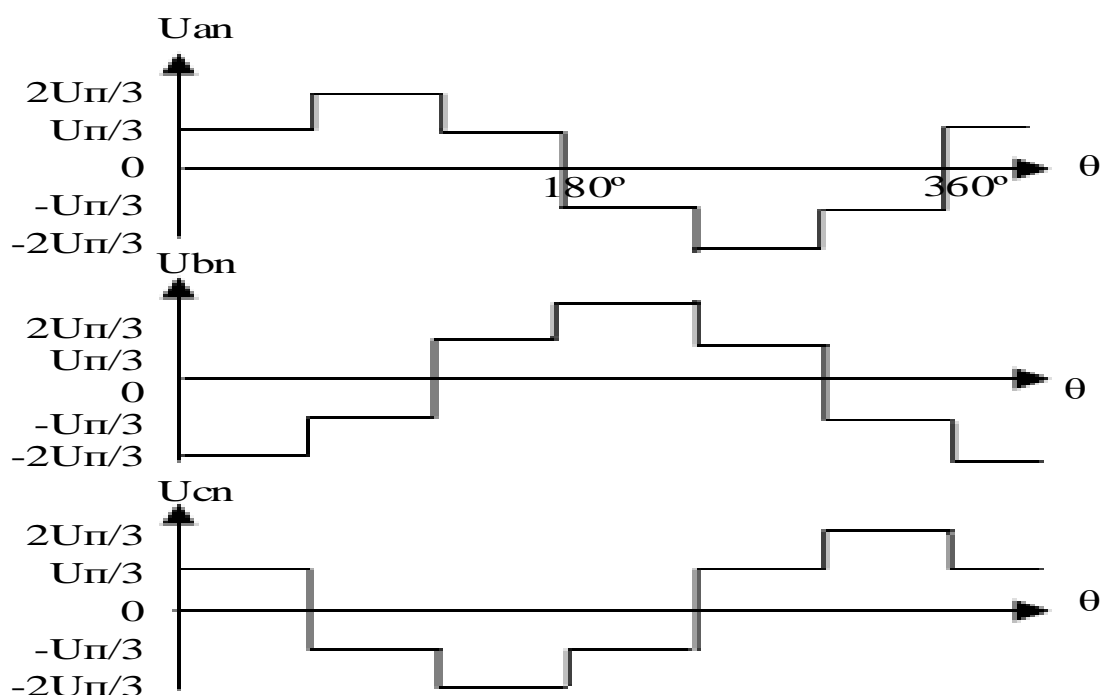


Рисунок 19 – Форма фазного напряжения при 180° градусной коммутации преобразователя при симметричной нагрузке

2.4. Гармонический анализ трёхфазного напряжения при дискретном преобразовании

Одной из наиболее актуальных проблем современного электроснабжения является проблема обеспечения качества электроэнергии [124]. Основная причина ухудшения качества электроэнергии – широкое распространение нелинейных и несимметричных нагрузок в трёхфазной сети, создающих при своей работе токи несинусоидальной формы. Кроме того, высшие гармоники, которые можно представить в виде бесконечной суммы гармоник, частоты которых кратны основной частоте питающей сети, могут возникать и в результате несовершенства генерирующих установок. Высшие гармоники оказывают неблагоприятное влияние на работу силового электрооборудования, устройств релейной защиты и автоматики, вызывают ускоренное старение изоляции. Потери мощности в распределительной сети низкого напряжения из-за нелинейных и несимметричных нагрузок состав-

ляют до 10 процентов от средней передаваемой мощности [125]. Таким образом, важно ограничить эти факторы ухудшения качества электроэнергии. Ряд законов и стандартов, касающихся качества электроэнергии [126 – 128], устанавливаются путем введения ограничений на гармоники тока и несимметрию напряжения. Речь идет о несимметричных нагрузках, которые создают серьезные проблемы в изолированных системах, таких как МГЭС, работающих в автономном режиме [129 – 130]. Многочисленные технические решения для понижения гармоник тока (активные фильтры) и повышения коэффициента мощности (батареи конденсаторов) уже успешно применяются на практике [131]. В то же время значительно возросло использование возобновляемых источников энергии в качестве удаленных энергоблоков. В связи с этим, проблема несимметрии с гармоническим загрязнением стала особенно ощутимой, поскольку МГЭС обеспечивают питание в равной степени как трёхфазных, так и однофазных нагрузок.

Для высокой эффективности преобразование постоянного тока в переменный и отслеживание пиковой мощности инвертор должен иметь низкое гармоническое искажение наряду с низкими электромагнитными помехами и высоким коэффициентом мощности. С целью подавления гармоник и управления несбалансированными нагрузками существует несколько методов коммутации для управления инвертором [132 – 144]. Метод дискретного управления силовыми ключами является одним из них [145]. Работоспособность схемы с дискретной коммутацией может быть оценена на основе анализа уровня искажения на выходе инвертора, спектра гармоник, содержащихся в этом напряжении и сложности реализации. Согласно [100, 146] основываясь на полученные временные диаграммы рисунок 19 рассчитаем действующие значения фазных напряжений

$$U_{\phi} = \sqrt{\frac{4}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} \left(\frac{U_{II}}{3}\right)^2 d\omega t + \frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \left(\frac{2U_{II}}{3}\right)^2 d\omega t} = U_{II} \cdot \frac{\sqrt{2}}{3}, \quad (14)$$

Выходное напряжение мостовой трёхфазный инвертор несинусоидального характера и состоит из основной гармоники, тогда достаточно рассмотреть лишь

первую гармонику выходного напряжения.

$$U_A = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot U_{II} \cdot \left[\sin(\omega t) + \frac{\sin(5 \cdot \omega t)}{5} + \frac{\sin(7 \cdot \omega t)}{7} + \frac{\sin(11 \cdot \omega t)}{11} + \dots \right], \quad (15)$$

$$k = \frac{U_{\phi}}{U_A}. \quad (16)$$

В таблице 2.4.1 показан результат аналитического расчёта значения первой гармоники при разных коммутациях полупроводникового преобразователя.

Таблица 2.4.1 – Результат аналитического расчёта содержания значений первой гармоники при разных коммутациях мостовой трёхфазный инвертор.

№	Степени коммутации	U_{ϕ}	U_A	k
1.	6х такт 120°	0,407	0,636	0,954
2.	6х такт 180°	0,460	0,499	0,955
3.	12х такт 150°	0,617	0,630	0,979

Расчет показывает, что содержание действующего значения первой гармоники в таком напряжении составляет **0,955** от полного действующего напряжения, т.е. всего 4,5% высших гармоник. Поэтому во многих случаях, например, при питании нагревателей или приборов освещения, влияние высших гармоник несущественно. Более того, даже при питании электродвигателей такое содержание высших гармоник практически не влияет на их характеристики. Поэтому не имеет смысла усложнять схему и вводить фильтры высших гармоник.

2.5. Описание процесса симметрирования напряжения с активной нагрузкой преобразователя

В настоящем разделе предлагается решение задачи симметрирования напряжения на выходе трехфазного инвертора при наличии несимметрии нагрузки за счёт использования упрощенного алгоритма дискретного регулирования токов

через дополнительную стойку инвертора. Для решения вопроса симметрирования выходных напряжений предлагается следующий принцип (рисунок 20). С помощью добавочного сопротивления (на рисунке 20, б) это управляемый ключ VT8) добавляем или убавляем ток в общую точку звезды, чтобы в данном случае обеспечить падение напряжения на сопротивлении R_1 , равное $2/3U_{II}$. Необходимую величину тока, протекающего в сопротивлении R_1 , определяем по уравнению:

$$i_1 = \frac{\left(\frac{2}{3}U_{II}\right)}{R_1}. \quad (17)$$

Величину тока, протекающего в сопротивлении R_{23} , определяем из уравнения падения напряжения на сопротивлении R_{23} , равное $1/3U_{II}$:

$$(i_1 + i_x) \cdot R_{23} = \frac{1}{3}U_{II}; \quad (18)$$

где

$$R_{23} = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}. \quad (19)$$

Ток из уравнения (17) подставим в (18) и найдем ток симметрирования i_x :

$$i_x = \frac{U_{II}(R_1 - 2 \cdot R_{23})}{3 \cdot R_1 \cdot R_{23}}. \quad (20)$$

После расчета получаем временную диаграмму тока симметрирования (рисунок 20), а временная диаграмма фазных напряжений получит такой же вид, как при симметричной нагрузке (рисунок 20).

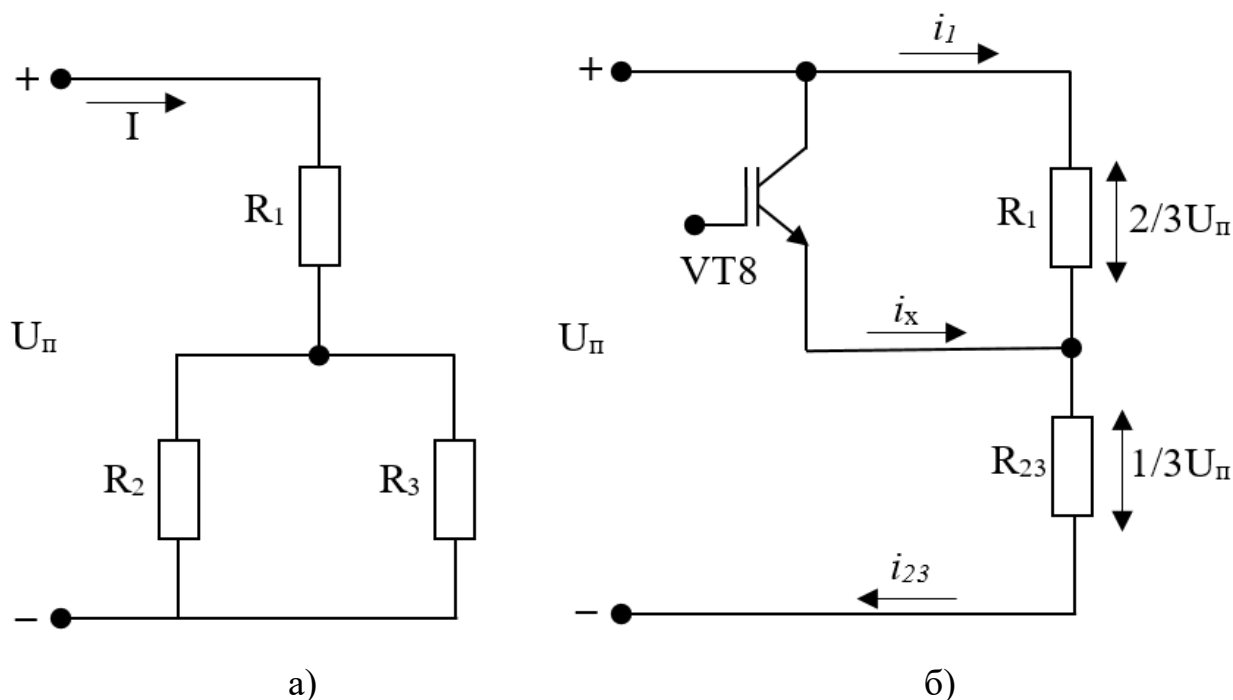


Рисунок 20 – Исходная схема замещения без симметрирования (а) и эквивалентная схема замещения с симметрированием (б)

Для того чтобы операция симметрирования осуществлялась автоматически за счёт введения обратной связи по напряжению общей точки звезды относительно шины минус источника, необходимо поставить датчик напряжения. Тогда, управлением дополнительными ключами, соединенными с источником постоянного тока, как это показано на рисунке 21, можно обеспечить симметричную диаграмму фазных напряжений. Это происходит за счёт того, что система осуществляет дополнительное подключение общей точки к шине плюс или минус и по сигналам датчика напряжения воздействует на регулятор тока, который показан на рисунке 20.

Блок схема устройства, реализующего изложенный принцип, представлена на рисунке 21, где обозначено: U_{π} – источник электроэнергии; МТИ – мостовой трёхфазный инвертор; VT1 – VT6 – основные силовые ключи инвертора напряжения; ДопТП – дополнительный транзисторный полумостом; VT7, VT8 – ключи дополнительной стойки, предназначенной для симметрирования напряжения;

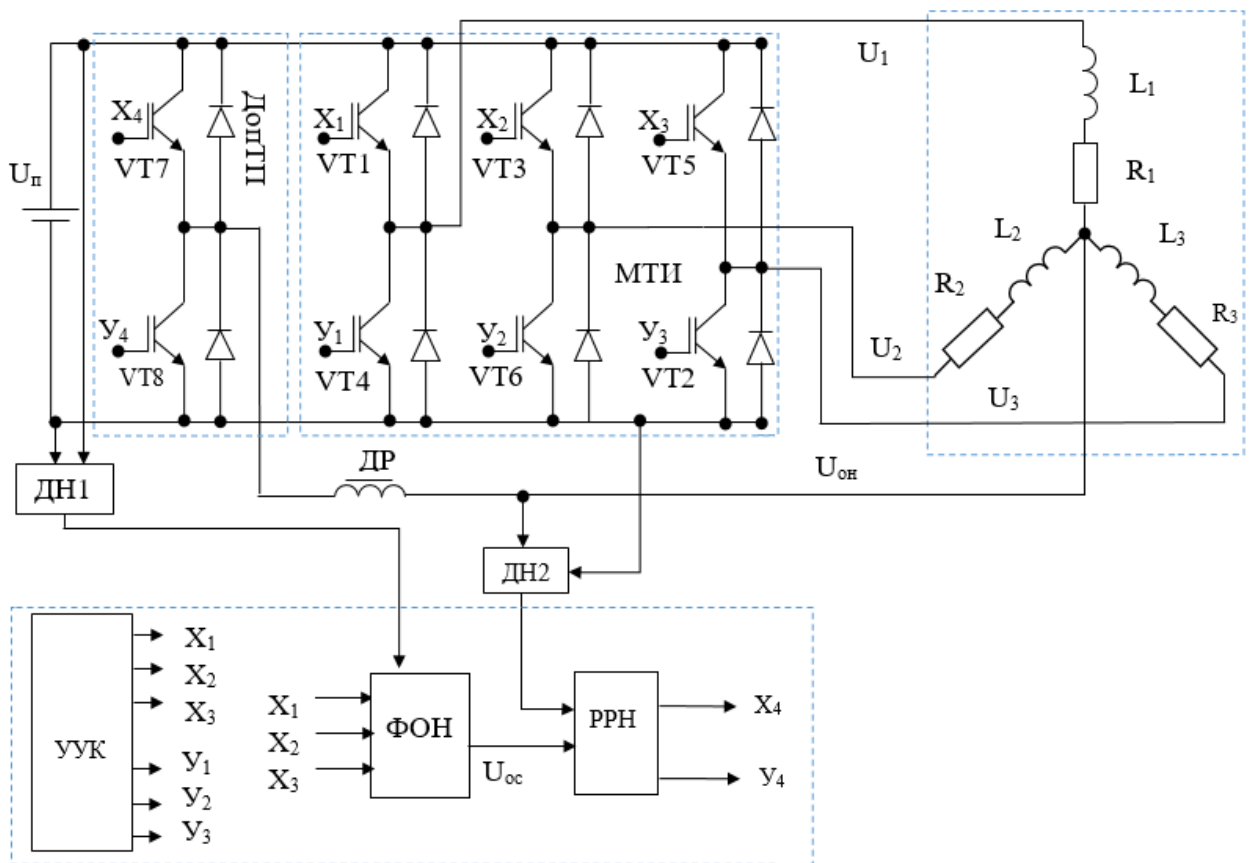


Рисунок 21 – Схема реализации устройства симметрирования

$R_1 - R_3$ и $L_1 - L_3$ – сопротивления нагрузки; ДН1, ДН2 – датчик напряжения нулевой точки относительно шины «минус» источника питания; УУК – устройство управления коммутацией; ФОН – формирователь заданного значения напряжения общей точки; ДР – дроссель; РРН – релейный регулятор напряжения.

Устройство работает следующим образом: входное напряжение источника питания постоянного тока $U_{п}$ преобразуется МТИ с использованием 180 градусной дискретной коммутации в трёхфазное линейное напряжение переменного тока, показано на рисунке 19. Для управления МТИ используется УУК с шестью выходными сигналами X_1, X_2, X_3 и Y_1, Y_2, Y_3 . УУК с заданной частотой коммутации ключей $f_k = 300\text{Гц}$ формирует импульсы управления ключами МТИ длительностью 180 электрических градусов. На верхние транзисторы VT_1, VT_3, VT_5 МТИ подаются сигналы X_1, X_2, X_3 . на нижние транзисторы VT_4, VT_6, VT_2 – Y_1, Y_2, Y_3 . Когда $X_1 = 1$ открывается верхний транзистор VT_1 – МТИ, когда $X_1 = 0$ закрывается верхний транзистор VT_1 – МТИ, когда $Y_1 = 1$ открывается нижний транзистор

VT4 МТИ, когда $U_1 = 0$ закрывается нижний транзистор VT4 МТИ. При 180° дискретной коммутации одновременно подаются сигналы на три транзисторных ключа МТИ. Открытие транзисторных ключей МТИ происходит по такому алгоритму: $X1X3U2 - X1U2U3 - X1X2U3 - X2U1U3 - X2X3U2 - U1U2X3 - X1X3U2$ и далее по кругу. Так как одновременно замкнуты транзисторные ключи МТИ абсолютно во всех трех фазах нагрузки, такой режим называют пофазной дискретной коммутацией. В каждом цикле коммутации две нагрузки из трехфазной нагрузки подключены к постоянному источнику U_{Π} параллельно, а третья нагрузка из трехфазной нагрузки последовательно с ними. При симметричной нагрузке в фазах трехфазной нагрузки на выходе датчика напряжений (ДН2) нулевой точки относительно шины «минус» источника питания напряжение $U_{ОН}$ изменяется от $0,333U_{\Pi}$ до $0,666U_{\Pi}$, что показано сплошной линией на рисунке 24. Выходное трёхфазное линейное напряжение переменного тока при симметричной нагрузке показано на рисунке 19.

В этом случае в МТИ работают шесть транзисторных ключей, управление этими ключами осуществляет УУК. Поскольку потенциал периодически от такта к такту коммутации меняется, можно условно принять, что на чётном такте потенциал высокий, а на нечётном – низкий, за начало отсчёта можно взять три импульса на выходе УУК, например, X_1, X_2, X_3 . С помощью ФОН формируется, соответственно симметричной нагрузке, значения потенциала общей точки UOC на чётных тактах $0,666U_{\Pi}$ и нечётных тактах $0,333U_{\Pi}$. (разность UOC и UOH будет нулевой поэтому ДопТП работать не будет). В случае несимметрии нагрузки в фазах трехфазной нагрузки форма сигнала на нулевом проводе UOH относительно шины «минус» МТИ меняется, (пунктирная линия рисунок 24). Выходные трёхфазные линейные напряжения переменного тока будут несимметричны (показано на рисунке 22). Определив разность напряжения между UOC и UOH, РРН выдает сигналы X_4, U_4 , которые в свою очередь управляют ДопТП. В этом случае на выходе МТИ напряжение симметрируется как показано на рисунке 19.

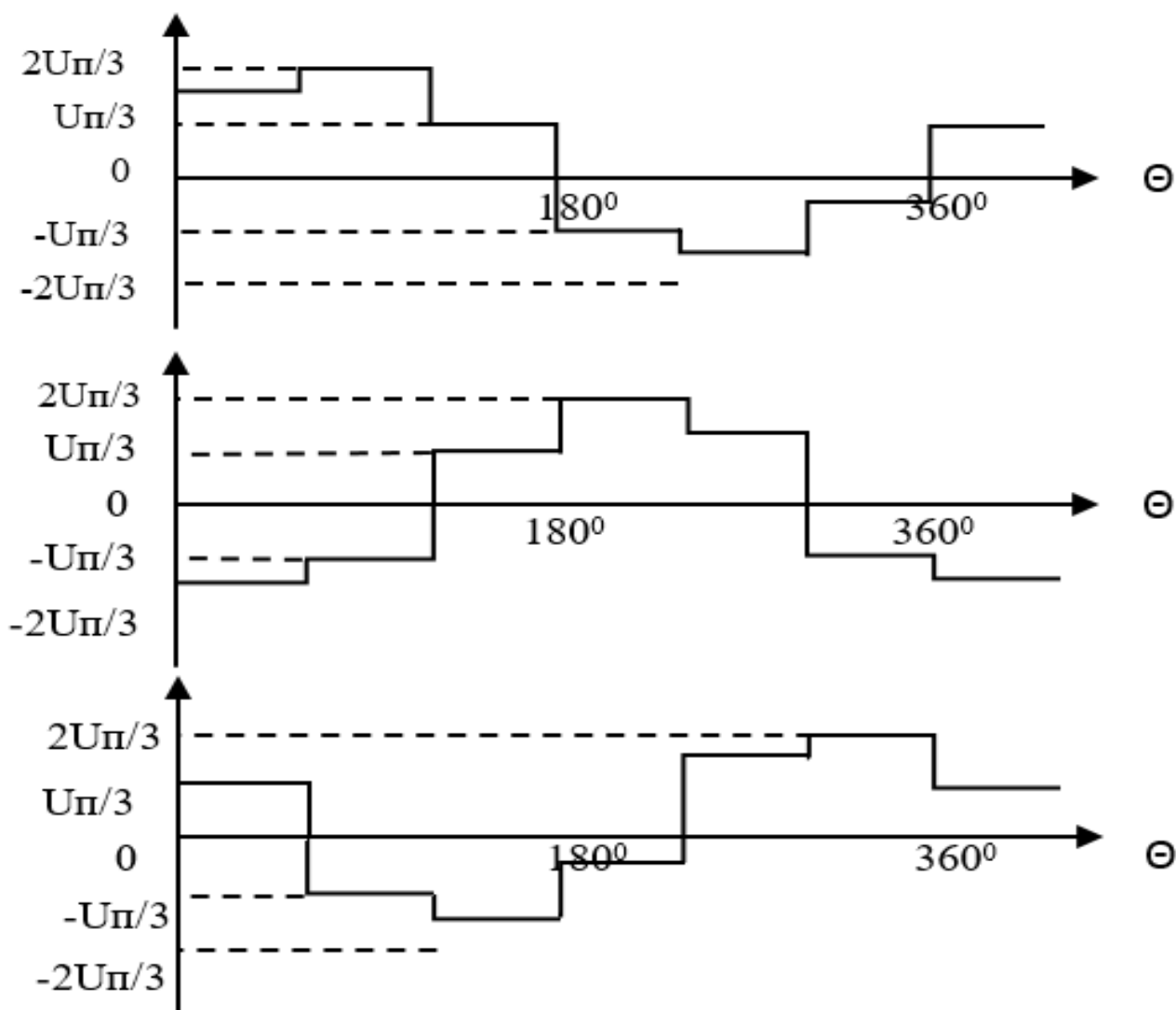


Рисунок 22 – Форма фазного напряжения при 180 градусной коммутации преобразователя при несимметричной нагрузке.

Таким образом, обеспечивается симметрирование напряжения при наличии разных величин активных и индуктивных фазных нагрузок, то есть при несимметричной нагрузке. Тогда алгоритм работы регулятора будет такой:

$$\begin{aligned}
 I_{\kappa_1}[n] &= I_{\kappa}[n-1] + \Delta U[n-1] \cdot k; \\
 I_{\kappa_2}[n] &= I_{\kappa}[n-1] + \Delta U[n-1] \cdot k;
 \end{aligned}
 \tag{21}$$

где $I_k[n]$, $I_k[n-1]$ – компенсирующий ток соответствующего ключа на n-м и предыдущем тактах регулирования. ΔU – отклонение напряжения общей точки от заданного.

$$\Delta U = U_{oc} - U_{он} \quad (22)$$

где U_{oc} – заданное напряжение общей точки относительно шины «←→» при симметричном режиме работы может принимать значение $+1/3 U_{п}$ на тактах № 2-4-6 и $+2/3 U_{п}$ на тактах № 1-3-5, $U_{он}$ – фактическое напряжение общей точки. На рисунке 23 показан переходный процесс системы автоматического симметрирования напряжения при некотором значении коэффициента k .

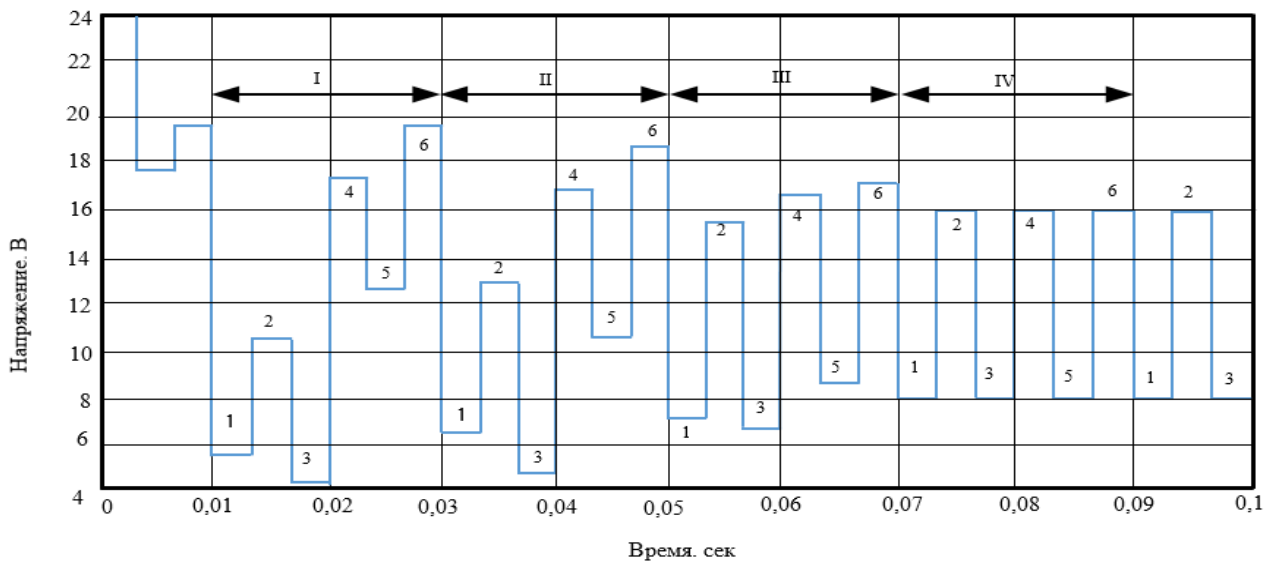


Рисунок 23 – Диаграмма, поясняющая принцип работы регулятора тока: I, II, III и IV–периоды основной частоты, 1, 2, 3, 4, 5 и 6 – номер такта дискретной коммутации внутри периода.

Первый период – без регулятора, а в третьем, четвертом и пятом периодах работает регулятор компенсации тока, и за три периода напряжение нулевой точки стало симметричным. Очевидно, что появление реактивных элементов в нагрузке инвертора приведёт к изменению формы напряжения на нулевой точке сети, так как форма фазных токов может существенно отличаться от формы напряжений. Однако важнейшим показателем остаётся равенство амплитуды напряжений на нулевой точке, и именно по этому критерию должно осуществляться управление ключами четвёртой дополнительной стойки инвертора. Алгоритм управления ключами

четвёртой стойки не изменится при реализации разных методов управления: дискретным, ШИМ-модуляции, векторным управлением и при разной градусной коммутации. Но затруднения могут возникнуть, если мы будем обеспечивать синусоидальность токов методом пространственно-векторной модуляции на относительно небольшой частоте или при подключении индуктивной нагрузки. Здесь возникает проблема фильтрации напряжений на нулевой точке, что может вызвать задержку в формировании управляющих сигналов и, как следствие, потерю устойчивости регулятора.

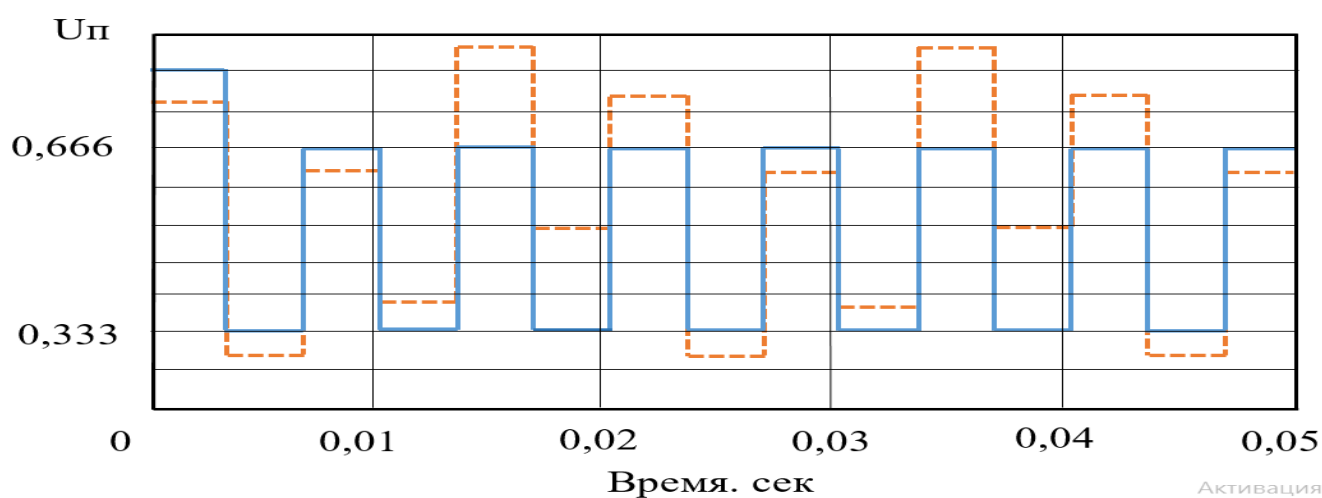


Рисунок 24 – Напряжение нулевой точки источника питания при симметричном (сплошные линии) и несимметричном (пунктирные линии) режимах.

2.6. Особенности процессов симметрирования при активно индуктивной нагрузке

Теперь оценим влияние индуктивности на диаграмму напряжений на нулевом проводе при активно-индуктивной нагрузке. Рассмотрим случай 180-градусной коммутации как наиболее просто реализуемый и достаточно эффективный с точки зрения содержания высших гармоник в фазных напряжениях. Как было показано [143], в этом случае для симметричного режима и активной нагрузки преобразователя имеем форму фазных напряжений (U_a , U_b , U_c), и напряжения нулевой точки относительно шины «минус» источника питания (U_0), соответствующую рисунку 25. На рисунке 26 по оси абсцисс откладывается угловой интервал, а по оси

ординат относительное значение напряжения в долях от напряжения источника постоянного тока. Очевидно, что задача симметрирования заключается в том, чтобы представленная на рисунке 26 форма напряжения сохранялась или была приближена к ней при любой разнице и любом виде фазных нагрузочных сопротивлений.

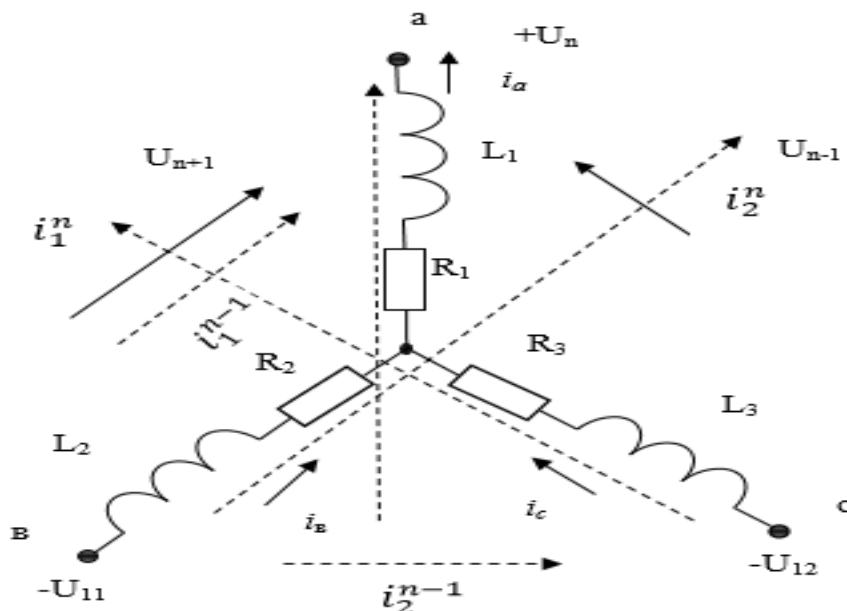


Рисунок 26 – Схема подключения фазных нагрузок преобразователя к источнику постоянного тока

В случае симметричной активно - индуктивной нагрузки ($R_1=R_2=R_3=R$, $L_1=L_2=L_3=L$) на одном такте коммутации схему подключения обмотки через ключи инвертора к источнику постоянного тока представлена на рисунке 26. Пунктирной стрелкой с обозначением U_n, U_{n-1}, U_{n+1} на рисунке показано направление вектора напряжения на рассматриваемом, предыдущем и последующем интервале коммутации ключей преобразователя. Сплошными стрелками обозначены токи i_1 и i_2 на рассматриваемом МКИ, а пунктирными – те же токи на предыдущем МКИ. Для описания электромагнитных процессов составим уравнения напряжений для определения контурных токов i_1 и i_2 , пренебрегая взаимными индуктивностями и ёмкостями фазных нагрузок, которые учтём позже:

$$\begin{aligned} U &= 2(Lp + R)i_1 + (Lp + R)i_1; \\ U &= 2(Lp + R)i_2 + (Lp + R)i_2 \end{aligned} \quad (23)$$

где $p = \frac{d}{dt}$ – оператор дифференцирования; U – напряжение источника постоянного тока. Переходя к относительным единицам, получим:

$$\begin{aligned} 1 &= \bar{i}_1 (1 + \rho\tau); \\ 1 &= \bar{i}_2 (1 + \rho\tau); \end{aligned} \quad (24)$$

где $\bar{i} = \frac{i}{I_0} = \frac{3iR}{U}$; R – относительное значение тока, I_0 – базовое значение тока, $\tau = \frac{L}{R}$ – электромагнитная постоянная времени обмотки.

В дальнейшем чёрточки, обозначающие относительные единицы опустим. Тогда решение уравнений напряжений контуров тока запишутся в виде:

$$\begin{aligned} i_1(t) &= \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + i_{10} e^{-\frac{t}{\tau}} \\ i_2(t) &= \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + i_{20} e^{-\frac{t}{\tau}} \end{aligned} \quad (25)$$

где i_{10} и i_{20} начальные значения контурных токов на рассматриваемом $n - m$ интервале, равные конечным значениям аналогичных токов на предыдущем $n - 1$ интервале. Согласно рисунку 26 можно записать:

$$\begin{aligned} i_{10}^n &= i_{ck}^{n-1} = i_{1k}^{n-1} + i_{2k}^{n-1} \\ i_{20}^n &= -i_{ck}^{n-1} = -i_{2k}^{n-1} \end{aligned} \quad (26)$$

где верхний i индекс обозначает такт коммутации, а нижний – наименование фазы с конечным значением тока в ней. В свою очередь конечные значения токов на МКИ определяются из уравнений (24) при времени, равном длительности МКИ. Решая совместно уравнения (25) и (26) при $t = T_k$, где T_k – длительность МКИ, для установившегося режима работы получим

$$\begin{aligned} i_{10} &= \frac{(1-\epsilon) + (1-\epsilon)(1-\epsilon)}{1-\epsilon + \epsilon^2}; \\ i_{20} &= \frac{(1-\epsilon) + (1-\epsilon)(1-\epsilon)\epsilon}{1-\epsilon + \epsilon^2}, \end{aligned} \quad (27)$$

где $\epsilon = e^{-\frac{T_K}{\tau}}$.

Подставив в (25) полученные начальные значения токов, можем для установившегося режима работы найти закон изменения контурных токов на МКИ. Зная закон изменения контурных токов, можем найти закон изменения фазных токов, согласно рисунку 28:

$$i_a = i_1 + i_2; i_\epsilon = -i_1; i_c = -i_2; i_\epsilon = -i_1; i_c = -i_2; \quad (28)$$

$$U_\phi = \frac{1}{3} i_\phi^{(t)} (1 + \tau P). \quad (29)$$

Отсюда по уравнению фазного напряжения (29) можно найти закон изменения фазных напряжений на МКИ. Здесь коэффициент 1/3 учитывает, что базовое сопротивление, согласно (24) в три раза больше фазного. Прделав такую работу, можем убедиться, что фазные напряжения при симметричной активно-индуктивной нагрузке в установившемся режиме изменяются так же, как и при активной нагрузке, т.е. в соответствии с диаграммой рисунка 28. Наглядно в этом можно убедиться, принимая длительность МКИ достаточно большой, ток в обмотке в конце этого интервала достигал установившегося значения. Для этого в полученных уравнениях достаточно принять $b = 0$. Отсюда в соответствии с (27) получим $i_{10}, i_{20} = 1$, а уравнения контурных токов получат вид:

$$\begin{aligned} i_1(t) &= (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) + 2e^{-\frac{t}{\tau}}; \\ i_2(t) &= (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) + e^{-\frac{t}{\tau}}; \end{aligned} \quad (30)$$

Тогда согласно (28) и (29) получим (31):

$$i_a(t) = i_1(t) + i_2(t) = 2 - e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (31)$$

Подставляя $i_a(t)$ из (31) в (29) и осуществляя дифференцирование, получим $U_a(t)=2/3$, что соответствует диаграмме рисунка 28. Таким образом, наличие индуктивности в нагрузке при симметричном режиме не искажает диаграмму фазных напряжений. Физически это объясняется тем, что электромагнитные процессы нарастания тока в подключаемой фазе и спада тока в отключаемой фазе происходят с одинаковой скоростью, определяемой электромагнитной постоянной τ . В случае несимметричной индуктивно-активной нагрузки каждая фаза будет иметь своё значение постоянной τ , что приведёт к несимметрии фазных напряжений не только из-за разницы активных нагрузок, но и из-за разницы скорости протекания электромагнитных процессов включаемой и отключаемой фаз. Диаграмма напряжения нулевой точки относительно шины “минус” в каком-то конкретном случае будет иметь вид (рисунок 27, сплошные линии). Для выравнивания скорости протекания электромагнитных процессов и одновременно симметрирования напряжений от разницы активных сопротивлений целесообразно общую точку “ноль” трёхфазной сети подключить к дополнительной стойке трёхфазного мостового инвертора (ключи VT7, VT8), как это делалось при нулевой индуктивности.

Следует отметить, что принцип потактового симметрирования с успехом может быть применён и в случае синусоидального напряжения на выходе трёхфазного инвертора напряжения. Отличие здесь будет в том, что напряжение общей точки нагрузки относительно отрицательной шины источника постоянного тока будет меняться с частотой 150Гц не дискретно (рисунок 27, сплошные линии), а по синусоидальному закону. При симметричной нагрузке в зависимости от способа организации ШИМ это напряжение может быть постоянным, равным половине напряжения питания, либо более сложной формы, изменяясь относительно половины напряжения источника постоянного тока [146]. При появлении несимметрии нагрузки форма напряжения нулевой точки будет искажаться аналогично случаю дискретной коммутации (рисунок 27, пунктирные линии). Симметрирование напряжения будет осуществляться путём поддержания величины напряжения общей точки нагрузки в заданных пределах с помощью дополнительной стойки ключей инвертора. Как это делается и в случае дискретной коммутации.

Выводы по главе 2

1. Решение задачи симметрирования напряжения традиционными методами резко усложняют схему и алгоритмы работы преобразователя, поэтому нуждаются в доработке совместно с алгоритмами формирования переменного напряжения. Дискретное преобразование постоянного напряжения в переменное реализуется простейшими алгоритмами. При этом возможно использование различных алгоритмов коммутации ключей, отличающихся длительностью их включения. В зависимости от алгоритма коммутации изменяется форма выходного напряжения и содержание высших гармоник в нём.

2. Применение дискретной коммутации силовых ключей инвертора для преобразования постоянного напряжения в переменное даже в простейшем случае при 180 - градусной шеститактной коммутации позволяет получить фазное напряжение на выходе инвертора с содержанием высших гармоник не более 4,5% от действующего значения полного напряжения.

3. При активно- индуктивной симметричной фазной нагрузке в случае дискретной коммутации форма выходных напряжений остаётся той же, что и при чисто активной нагрузке. В случае несимметрии фазных нагрузок форма фазных напряжений искажается.

4. Симметрирование напряжения на выходе трёхфазного дискретного преобразователя целесообразно осуществлять путём введения дополнительной стойки инвертора и подключения нулевой точки ЛЭП через неё к шинам источника постоянного тока. Указанный алгоритм наиболее эффективен при использовании в составе МГЭС, предназначенных для бытовых потребителей небольшой мощности в труднодоступных сельских районах, которые не предъявляют жёстких требований по содержанию в фазном напряжении высших гармоник.

5. Принцип симметрирования напряжения на выходе преобразователя по тому же алгоритму, что и при дискретной коммутации, может быть использован для случая синусоидального выходного напряжения.

ГЛАВА 3. АВТОМАТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ РЕАЛИЗАЦИИ ПОТАКТОВОГО ДИСКРЕТНОГО СИММЕТРИРОВАНИЯ

3.1. Функциональная и структурная схема системы дискретного потактового симметрирования фазного напряжения

Выше показано, что в системах с дискретным преобразователем напряжения симметрирования фазных напряжений необходимо осуществлять дискретно на каждом такте. Назовём такой процесс дискретным потактовым симметрированием, сокращенно далее по тексту - симметрирование. Для того, чтобы осуществлять симметрирование в автоматическом режиме, рассмотрим функциональную и структурную схему системы для его реализации. В соответствии с описанным в предыдущем параграфе принципом симметрирования и рисунка 22 функциональную схему такой системы можно представить в виде рисунка 27.

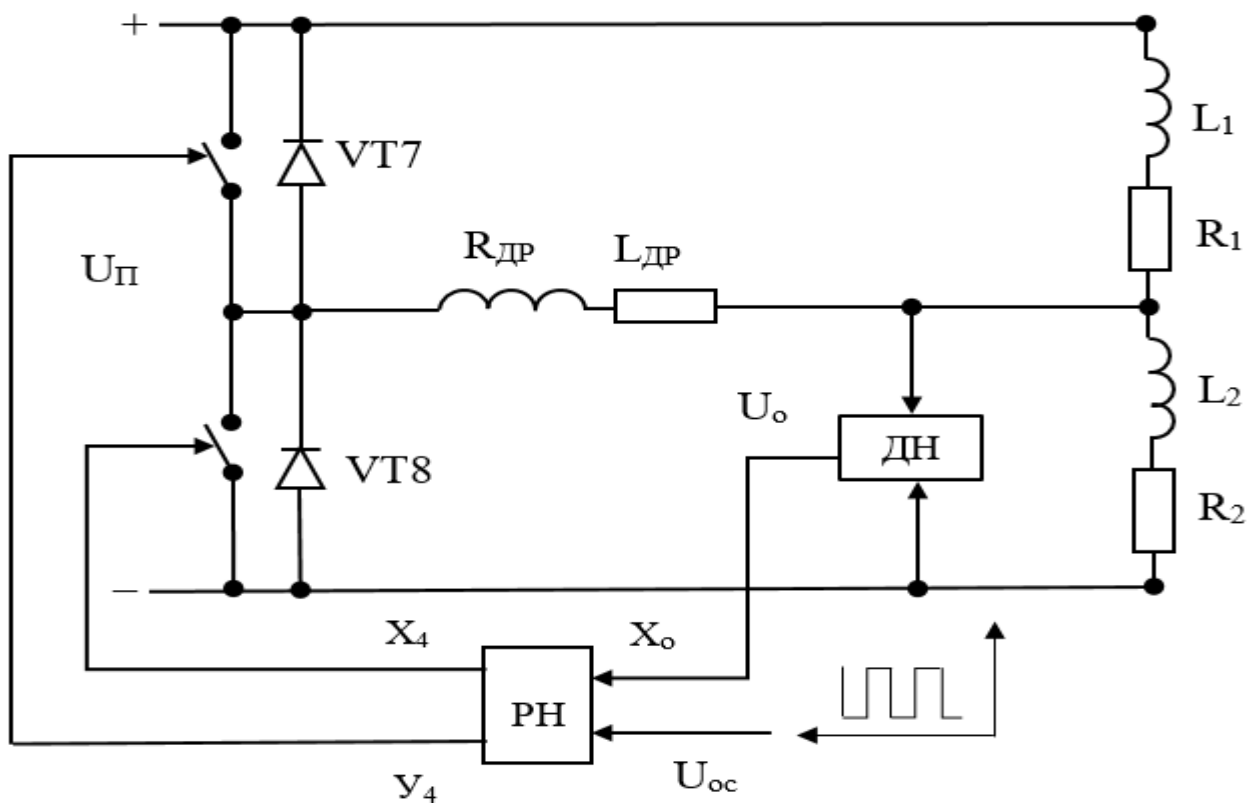


Рисунок 27 – Функциональная схема система симметрирования на одном такте работы

В состав системы входят ключи дополнительной четвёртой стойки инвертора VT7 и VT8, дроссель ограничения тока симметрирования с его индуктивной дроссель $L_{др}$ и активным сопротивлением $R_{др}$, датчик напряжения нулевой точки сети (0) относительно шины “минус” инвертора напряжения (ДН), регулятор напряжения нулевой точки (РН). Объектом управления является трёхфазная сеть, которая на схеме замещения представлена двумя активными сопротивлениями (R_1, R_2) и индуктивностями (L_1, L_2), которые без учёта активного сопротивления силовых ключей считаем напрямую подключёнными к шинам источника постоянного тока. Сопротивления R_1, R_2 и индуктивности (L_1, L_2) включают в себя фазные активные сопротивления ЛЭП и потребителей энергии. Ограничительный дроссель также придётся включить в состав объекта управления. При этом его активное сопротивление и индуктивность суммируются с соответствующими параметрами нулевого провода. В схеме не учитываются взаимоемкости фазных проводов ЛЭП между собой и с нулевым проводом, но, как будет показано ниже, их влияние, ввиду незначительно. Следует отметить, если параметры дросселя системы можно принять постоянными, то параметры R_1, R_2, L_1, L_2 в процессе работы даже при неизменных параметрах потребителя и несимметричной нагрузки сети, меняются от такта к такту. Это объясняется тем, что в процессе коммутации меняется комбинация и число фаз, подключённых к положительной и отрицательной шинам источника питания. В связи с этим в случае несимметричной нагрузки на каждом такте эти параметры разные и при шеститактной коммутации инвертора повторяются через каждые пять тактов. Кроме того, напряжение нулевой точки сети также должно меняться, принимая поочерёдно значения $0,333U_{п}$ и $0,666U_{п}$ напряжения источника постоянного тока. Следовательно, периодически должен меняться сигнал задания напряжения U_0 . При этом его значение должно быть жёстко привязано к алгоритму коммутации инвертора. Когда к шине “плюс” подключена одна фаза нагрузки $U_0 = 0,333U_{п}$, когда две фазы- $U_0 = 0,666U_{п}$. При синтезе системы управления устройством симметрирования достаточно рассмотреть её на одном такте при неизменных параметрах, а затем оценить влияние изменения этих параметров в известном диапазоне. Алгоритм управления устройством симметрирования в этом случае оказы-

вается весьма простым: сигнал с выхода датчика напряжения общей точки (ДН) поступает на регулятор напряжения (РН), на второй вход которого поступает сигнал задания напряжения (U_0). В регуляторе напряжения эти сигналы сравниваются и формируется сигнал управления ключами VT7 и VT8 так, чтобы свести разницу заданного и фактического значения напряжений общей точки к нулю. Проблема заключается в том, что длительность одного такта коммутации составляет $\Delta_k=3,33$ мс и по крайней мере в течение одной десятой этого периода нам нужно восстановить симметрию. Преобразователь напряжения при этом может быть представлен в виде следующей электрической схемы замещения (рисунок 28), с помощью которой можно рассчитать различные рабочие режимы системы для конкретных типов и параметров нагрузки.

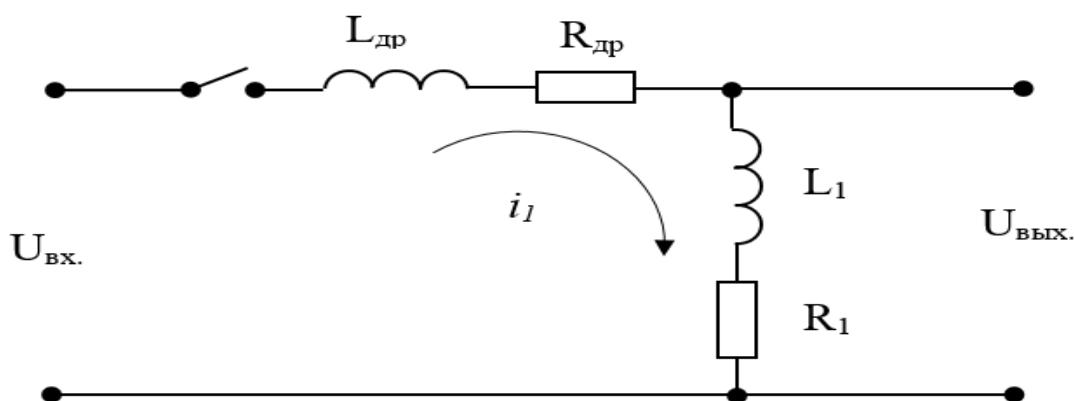


Рисунок 28 – Схема замещения преобразователя напряжения на одном МКИ

В соответствии с этим рисунком передаточную функцию преобразователя напряжения можно представить в виде:

$$W(p) = \frac{U_{вых}(p)}{U_{вх}(p)} = \frac{R_1 + pL_1}{R_1 + R_{др} + p(L_1 + L^*)} = \frac{K'(1 + T_p)}{1 + T_{э}p}, \quad (32)$$

где $T_1 = L_1 / R_1$, $T_{э} = (L_1 + L_{др}) / (R_1 + R_{др})$, $K' = R_1 / (R_1 + R_{др})$. Здесь в активных и индуктивных параметрах электрической схемы замещения учтены параметры дросселя и нагрузки.

3.2. Синтез регулятора напряжения нулевой точки сети

В соответствии с функциональной схемой (рисунок 28) структурная схема системы может быть приближённо представлена в виде рисунка 29, где обозначено: $w_p(p)$ -передаточная функция регулятора; $K' = R_1 / (R_1 + R_{\partial p})$ – передаточный коэффициент объекта регулирования; $T_1 = L_1 / R_1$ – постоянная времени потребителя; $T_3 = (L_1 + L_{\partial p}) / (R_1 + R_{\partial p})$ – полная постоянная времени системы; $k_{\partial n}$ – передаточный коэффициент датчика напряжения; R_1, L_1 – активное сопротивление и индуктивность фазы потребителя, по которой течёт на данном такте ток симметрирования.

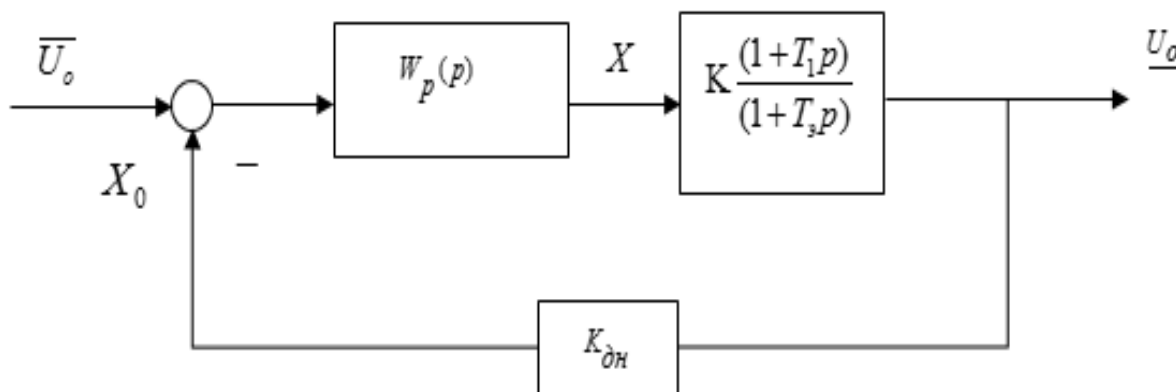


Рисунок 29 – Структурная схема системы ДПС на одном такте работы

Рассмотрим сначала возможность использования простейшего линейного ПИ - регулятора с настройкой на оптимум по модулю [147]. Его передаточную функцию найдём исходя из известного положения о том, что передаточная функция разомкнутой настроенной на оптимум по модулю системы второго порядка должна иметь вид [147].

$$W'_{раз}(p) = \frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)}; \quad (33)$$

где T_{μ} – некомпенсированная постоянная.

В нашем случае в соответствии с рисунком 27 передаточная функция разомкнутой системы записывается выражением:

$$W_{раз}(p) = W_{рн}(p) \frac{k_{дн} k_1 (T_1 p + 1)}{(T_э p + 1)}. \quad (34)$$

Приравняем правые части выражений (33) и (34), приняв $T_\mu = T_э$, получим:

$$W_{рн}(p) = \frac{k_p}{2T_э p (T_1 p + 1)}, \quad (35)$$

где $k_p = \frac{1}{k_{дн} k_1}$.

Получается, что некомпенсированной оказывается постоянная времени сети, которая может меняться в зависимости от характера нагрузки по величине и составлять сотые доли секунды. Это хорошо видно из графика переходного процесса систем, настроенной на оптимум по модулю на одном МКИ (рисунок 30) при следующих значениях параметров: $k_p = 200$; $T_э = 0,55$ мс; $T_1 = 0,004$ с.

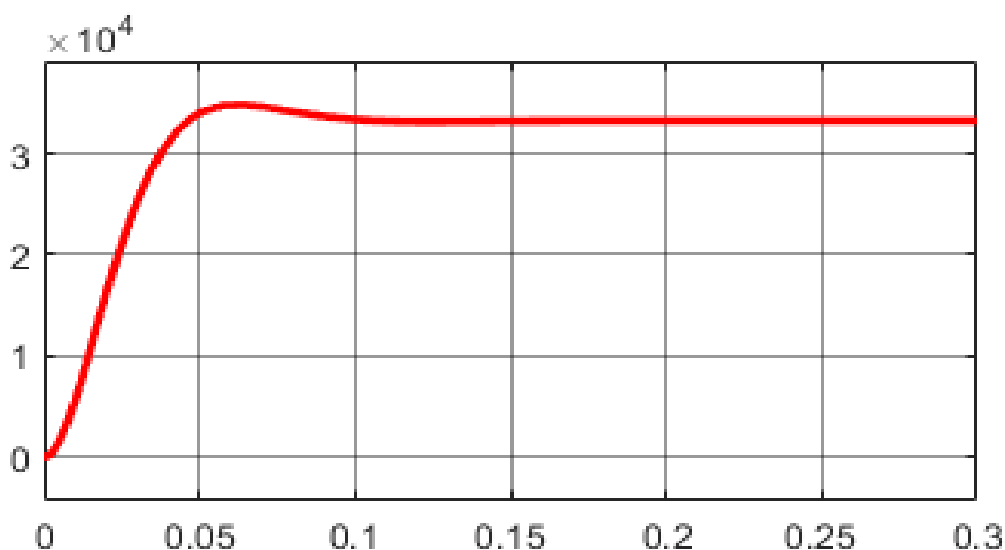


Рисунок 30 – Переходный процесс установлении заданного значений напряжении общей точки сети

Как видно из рисунка 30, время переходного процесса превышает длительность МКИ. Следовательно, точная настройка на оптимум по модулю, во-первых, невозможна, а во-вторых, бессмысленна, так как напряжение должно установиться в течение доли миллисекунды и на каждом такте его начальное значение может быть разным. Отсюда следует вывод, что использование простого линейного регулятора невозможно. Можно использовать нелинейные адаптивные алгоритмы работы регулятора, однако это потребует существенного расширения вычислительных возможностей электронных устройств, т.е. простейший способ симметрирования потеряет смысл. Между тем использование релейного регулятора существенно может упростить алгоритмы работы системы и обеспечить характерное для таких регуляторов высокое быстродействие [147].

3.3. Релейно- импульсный регулятор напряжения нулевой точки сети

Рассмотрим систему стабилизации напряжения общей точки сети с релейным регулятором. Нелинейную часть системы представим двузначной характеристикой типа двухпозиционное реле с положительным гистерезисом. Такое представление релейного звена наиболее точно описывает релейные элементы, используемые в реальных релейных системах, например, симметричное двухпозиционное поляризованное реле. С целью обеспечения автоколебательного режима работы релейной системы на выходе релейного элемента поставим интегратор. Тогда структурная схема системы стабилизации напряжения общей точки сети, с учётом рисунка 30, будет иметь вид (рисунок 31).

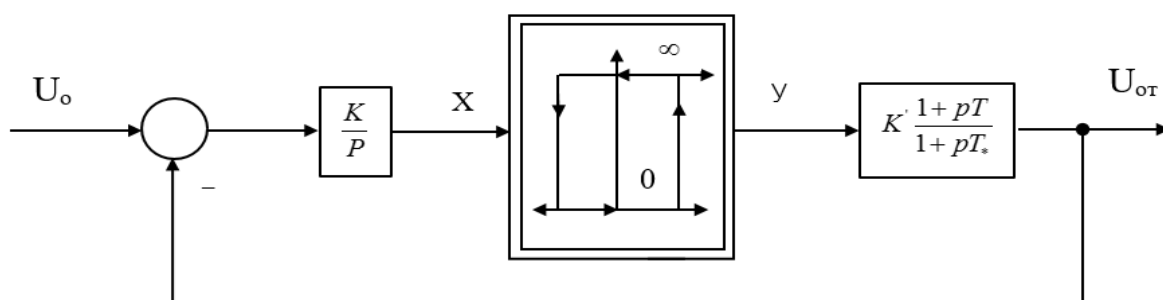


Рисунок 31 – Представление релейной системы в виде нелинейной одноконтурной

Проведём расчёт релейной системы в режиме вибрационного регулирования напряжения. При этом поставим задачу создания инженерной методики расчёта и настройки релейной системы автоматической стабилизации напряжения, обеспечения устойчивости и заданных динамических свойств её работы, удобной при практическом использовании. Обычно, для исследования подобных систем и расчета автоколебаний широко используются частотные графоаналитические методы, отличающиеся повышенной трудоёмкостью [148]. На основе этих расчётов трудно сформулировать рекомендации по настройке релейной системы. Другой подход, получивший большое распространение в инженерной практике, использование компьютерных моделей релейных систем [149]. Такой подход, зачастую, неэффективен на первом этапе проектирования нелинейной системы, так как не даёт ответа на вопрос о влиянии всех составных частей системы, нелинейностей, линейной части и т.д., на её статические и динамические свойства. Метод имитационного моделирования бывает полезен на этапе отработки и уточнения полученных проектных решений. Для расчёта релейных систем в инженерной практике широко применяется метод гармонической линеаризации. При этом предполагается, что сигнал на выходе нелинейного звена $y(t)$, проходя через линейную часть $W_{л}(p)$, фильтруется ею до такой степени, что можно пренебречь высшими гармониками и считать сигнал моногармоническим. Это предположение получило название гипотезы фильтра. В нашем случае, индекс исходной передаточной функции преобразователя $W(p)$ равен нулю (разность между степенью полинома знаменателя и числителя передаточной функции), введением в результирующую передаточную функцию линейной части релейной системы $W_{л}(p)$ интегратора индекс повышен до единицы. Но этого недостаточно, гипотеза фильтра не выполняется. Также не выполняется условие непрерывности периодической составляющей производной $x(t) - \dot{\tilde{x}}(t)$ в моменты переключений напряжения $t = \pi/\omega_0$, необходимое для существования автоколебаний. Система управления ведёт себя как существенно нелинейная, что является типичным для релейных систем. Для решения поставленной задачи воспользуемся алгебраическим аналитическим точным методом расчёта, учитывающим высшие гармонические составляющие $\tilde{x}(t)$.

Для расчёта автоколебательного режима работы воспользуемся понятием годографа релейной системы без зоны нечувствительности $J(\omega)$ [150]:

$$J(\omega) = \frac{1}{\omega} z - \left(\frac{\pi}{\omega}\right) - j z \left(\frac{\pi}{\omega}\right). \quad (36)$$

Здесь $z(t) = \tilde{z}(t)$ – периодически изменяющийся выходной сигнал релейной системы (в силу периодически изменяющегося с частотой ω входного сигнала реле $x(t) = \tilde{x}(t)$ и периодической последовательности прямоугольных импульсов на выходе реле $y(t) = \tilde{y}(t)$ постоянной высоты и длительности, зависящей от порогового значения реле), а значение производной выходной величины линейной части системы $\dot{\tilde{z}}(t)$ определено при $t = \frac{\pi}{\omega} - 0$.

Годографы релейной автоматической системы можно использовать для анализа периодических режимов, с их помощью очень удобно качественно и количественно исследовать влияние параметров релейного элемента, структуры и параметров линейной части системы на частоту и форму автоколебаний. Периодическая последовательность прямоугольных импульсов $\tilde{y}(t)$ может быть представлена в виде разложения в ряд Фурье [150].

$$y(t) = \frac{4K_p}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\sin[(2l-1)\omega t]}{2l-1}. \quad (37)$$

Выход релейной системы $\tilde{z}(t)$, как реакция линейной части системы на последовательность импульсов $\tilde{y}(t)$, представленной в виде суммы гармонических составляющих в (37), может быть представлен также в виде суммы реакций на каждую гармоническую составляющую $\tilde{y}(t)$:

$$z(t) = \frac{4K_p}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{A_l[(2l-1)\omega]}{2l-1} \sin[(2l-1)\omega t + \varphi_l[(2l-1)\omega]], \quad (38)$$

где $A_l(\omega)$ и $\varphi_l(\omega)$, соответственно, амплитудная и фазовая частотные характеристики линейной части системы. Производная $\dot{\tilde{z}}(t)$ будет равна:

$$z(t) = \frac{4K_p \omega}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} A_{л}[(2l-1)\omega] \cos[(2l-1)\omega t + \varphi_{л}[(2l-1)\omega]]. \quad (39)$$

Таким образом, выражение для годографа релейной системы (38) можно переписать в следующем виде:

$$J(\omega) = \frac{1}{\omega} z - \left(\frac{\pi}{\omega}\right) - jz\left(\frac{\pi}{\omega}\right) = \frac{4K_p}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \left\{ \begin{array}{l} A_{л}[(2l-1)\omega] \cos\{\varphi_{л}[(2l-1)\omega]\} \\ + j \frac{A_{л}[(2l-1)\omega]}{2l-1} \sin\{\varphi_{л}[(2l-1)\omega]\} \end{array} \right\}. \quad (40)$$

Для последующих расчётов и графических построений удобнее следующее представление годографа $J(\omega)$:

$$J(\omega) = \frac{4K_p}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \left\{ R_{л}[(2l-1)\omega] + j \frac{I_{л}[(2l-1)\omega]}{2l-1} \right\}, \quad (41)$$

где $R_{л}(\omega)$ и $I_{л}(\omega)$, соответственно, действительная и мнимая частотные характеристики линейной части системы.

Первое слагаемое годографа:

$$J_1(\omega) = \frac{4K_p}{\pi} [R_{л}(\omega) + jI_{л}(\omega)] = \frac{4K_p}{\pi} W_{л}(j\omega). \quad (42)$$

представляет собой частотную характеристику разомкнутой релейной системы, где релейный элемент заменён усилителем с коэффициентом усиления $\frac{4K_p}{\pi}$. Эта составляющая годографа релейной системы с точностью до этого множителя совпадает с частотной характеристикой линейной части системы и может быть использована как первое приближение. Выделим вещественную и мнимую составляющие годографа релейной системы:

$$Re J(\omega) = -\frac{1}{\omega} z - \left(\frac{\pi}{\omega}\right) = \frac{4K_p}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} R_{л}[(2l-1)\omega], \quad (43)$$

$$ImJ(\omega) = -z\left(\frac{\pi}{\omega}\right) = \frac{4Kp}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{I_l[(2l-1)\omega]}{2l-1}. \quad (44)$$

Эти выражения далее будем использовать для построения годографа релейной системы $J(\omega)$ и расчёта параметров автоколебательного режима работы системы. Рассмотрим условия существования автоколебаний в релейной системе. При выполнении условия замыкания системы:

$$x(t) = -z(t) \quad (45)$$

при наличии положительного гистерезиса и отсутствии зоны нечувствительности условия существования автоколебаний с частотой $\omega = \omega_0$ можно выразить в следующем виде [148 -155].

$$\begin{cases} x\left(\frac{\pi}{\omega_0}\right) = -\Delta \\ \dot{x}\left(\frac{\pi}{\omega_0}\right) < 0. \end{cases} \quad (46)$$

Это условие можно назвать условием баланса фаз. В релейной системе с гистерезисом сдвиг фаз должен отсчитываться от момента переключения $\tilde{x}(t)$, при котором $\tilde{x}(t)$ проходит через пороговое значение $\pm\Delta$.

В нашем случае:

$$x^-\left(\frac{\pi}{\omega_0}\right) \neq x^+\left(\frac{\pi}{\omega_0}\right), \quad (47)$$

($\dot{\tilde{x}}(t)$ терпит разрыв при $t = \frac{\pi}{\omega_0}$) условие существования автоколебаний (47)

должно быть уточнено:

$$\begin{cases} x\left(\frac{\pi}{\omega_0}\right) = -\Delta, \\ \dot{x}^-\left(\frac{\pi}{\omega_0}\right) < 0. \end{cases} \quad (48)$$

Проверку выполнения условия (48) и определение частот автоколебаний можно выполнить, используя введённое понятие годографа релейной системы $J(\omega)$. Из определения годографа $J(\omega)$ (36), выполнения равенства (45) следует, что точки пересечения годографа $J(\omega)$ с прямой $-\Delta$ в левой полуплоскости определяют частоту возможных автоколебаний:

$$\begin{cases} I_m J(\omega_0) = -\Delta, \\ R_m J(\omega_0) < 0. \end{cases} \quad (49)$$

Это условие полностью соответствует условиям надлежащего момента переключения и надлежащего направления переключения (47). Что касается амплитуды автоколебаний, то поскольку

$$\max_t z(t) = \Delta, \quad (50)$$

то амплитуда автоколебаний равна Δ , т.е. автоколебания происходят внутри петли гистерезиса. Это является следствием отмеченной выше существенной нелинейности рассматриваемой релейной системы управления.

При настройке релейной системы частота автоколебаний, как правило, ограничена сверху и снизу. При этом релейная система должна работать в режиме вибрационного регулирования на высокой частоте автоколебаний. К повышению частоты приводит либо уменьшение ширины петли гистерезиса Δ , либо увеличение коэффициента усиления линейной части системы K . Для передаточной функции линейной части системы $W_L(p)$ (36) выражения $R_L(\omega)$ и $I_L(\omega)$ будут иметь следующий вид:

$$R_L(\omega) = \frac{K(T - T_g)}{1 + \omega^2 T_g^2}, \quad (51)$$

$$I_L(\omega) = \frac{K(1 + \omega^2 T T_g^2)}{\omega(1 + \omega^2 T_g^2)}. \quad (52)$$

Тогда условие существования автоколебаний (47) с учётом (43) и (44) можно переписать в виде.

$$\begin{cases} I_{mJ}(\omega_0) = -\frac{4KK_p}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{1+[(2l-1)\omega_0]^2 TT_3}{(2l-1)^2 \omega_0 \{1+[(2l-1)\omega_0]^2 T_*^2\}} = -\Delta, \\ R_{eJ}(\omega_0) = \frac{4KK_p}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{T-T_3}{1+[(2l-1)\omega_0]^2 T_3^2} < 0. \end{cases} \quad (53)$$

Проведём расчёт параметров автоколебаний для следующих исходных данных: $R_l = 10\text{Ом}$, $L_l = 3\text{мГн}$ (параметры нагрузки), $R_{др.} = 10\text{Ом}$, $L_{др.} = 3\text{мГн}$ (параметры дросселя), $K_p = 250\text{В}$, $\Delta = 5\text{В}$ (параметры релейного элемента). Тогда постоянные времени линейной части системы будут $T = \frac{L_1}{R_1} = 0.3\text{мс}$ и $T_3 = \frac{L_1 + L_{др.}}{R_1 + R_{др.}} = 0.55\text{мс}$. Примем коэффициент усиления линейной части системы $K = 5000$, входное воздействие (задание по напряжению) $U_0 = 333\text{В}$.

Второе соотношение из (55) для наших исходных данных выполняется, так как $T < T_3$. Определим частоту автоколебаний ω_0 из первого уравнения системы (55). На рисунке 32 на комплексной плоскости изображен годограф релейной системы $J(\omega)$ при изменении частоты от 0 до ∞ . Для сравнения на рисунке также приведено первое (линейное) приближение годографа $J_1(\omega)$.

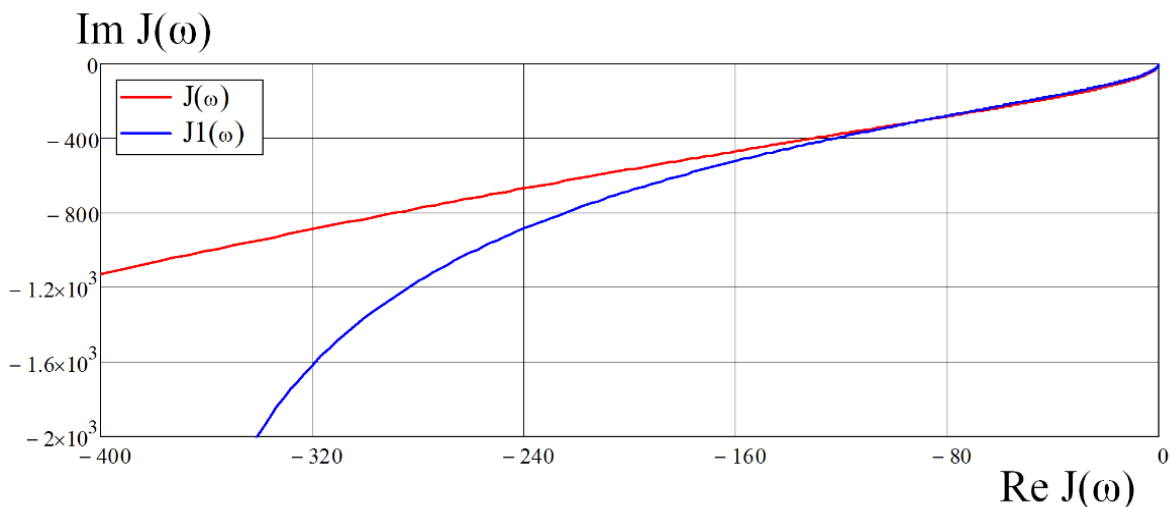


Рисунок 32 – Годографы релейной системы $J(\omega)$ и $J_1(\omega)$

Можно заметить большое расхождение годографа $J(\omega)$ с его первым приближением $J_1(\omega)$ на низких и средних частотах. С увеличением частоты расхождение уменьшается. На рисунке 32 проведена прямая $f(\omega) = -\Delta$, соответствующая первому уравнению условия существования автоколебаний (55). Точка пересечения этой прямой с мнимой частью годографа $Im J(\omega)$ даёт частоту автоколебаний $\omega = \omega_0$.

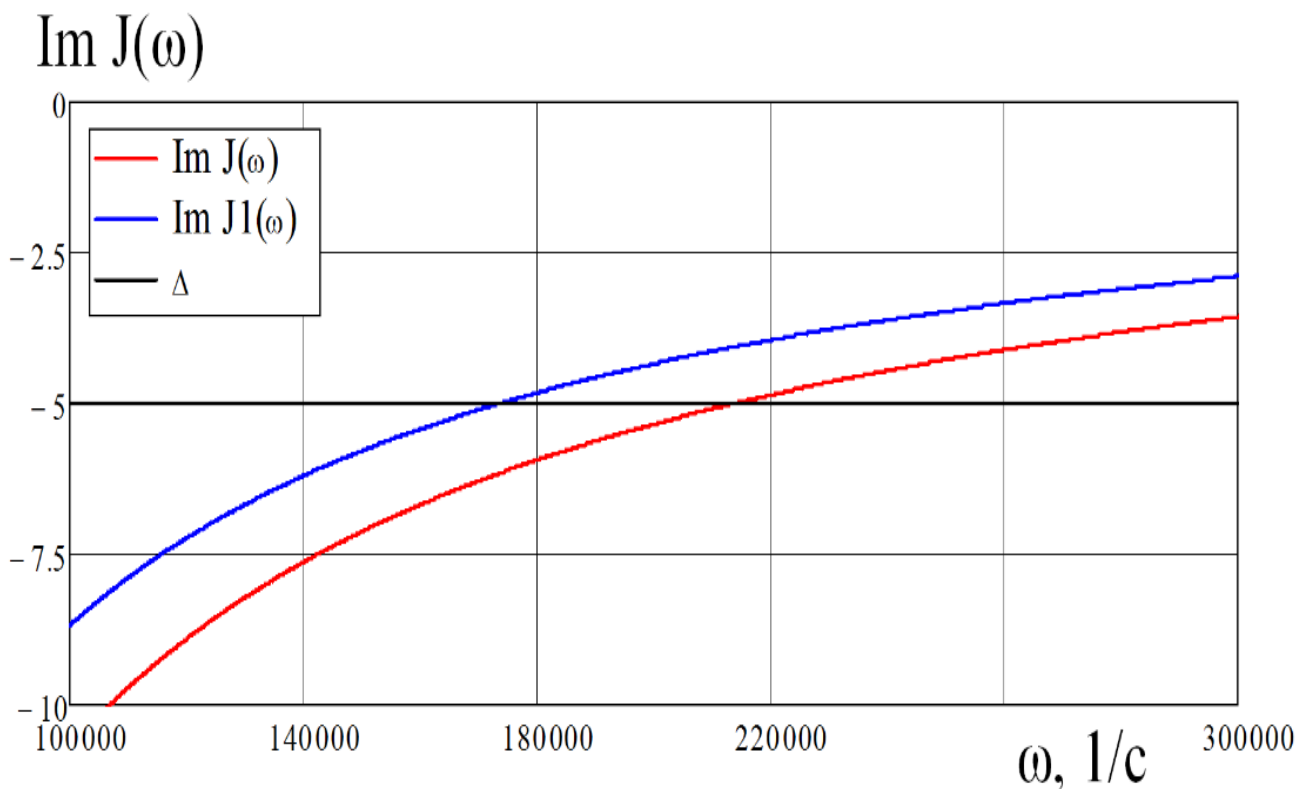


Рисунок 33 –Зависимости $Im J(\omega)$ и $Im J_1(\omega)$

Точное решение уравнения $Im J(\omega) = -\Delta$ даёт следующее значение частоты автоколебаний $\omega_0 = 213776$ $1/c$, которое соответствует $f_0 = \frac{213776}{2\pi} = 34$ кГц. Решение уравнения $Im J_1(\omega) = -\Delta$, соответствующее первому (линейному) приближению годографа релейной системы, соответствует частоте 173639 $1/c$ (погрешность 23%).

Выводы по главе 3

1. Учитывая, что в процессе симметрирования функциональная схема системы не меняется, а меняются только её параметры, исследование динамических процессов в таких системах целесообразно рассматривать на одном такте (МКИ) с учётом возможности изменения параметров.

2. В результате анализа динамических свойств системы симметрирования с линейным, настроенным на оптимум по модулю регулятором напряжения общей точки сети, показана неэффективность его использования в связи с низким быстродействием, приводящим к тому, что переходный процесс стабилизации напряжения оказывается соизмеримым с длительностью одного такта (МКИ).

3. Использование релейного регулятора напряжения общей точки сети позволяет обеспечить предельное, ограниченное только физическими возможностями силовой части системы, быстродействие и достаточно просто реализуется как алгоритмически, так и технически.

4. В результате анализа динамических свойств системы с релейным регулятором впервые разработана методика его синтеза, из условия обеспечения заданных значений частоты и колебаний напряжения общей точки сети.

ГЛАВА 4. МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМ ТРАНЗИСТОРНЫМ ПОЛУМОСТОМ

4.1. Компьютерное моделирование полупроводникового преобразователя с дополнительным транзисторным полумостом

В настоящее время в среде ученых, проектировщиков и разработчиков всего мира большое распространение получили цифровые системы управления [156-160]. При проектировании и исследовании сложных систем используются компьютерное моделирование, которое позволяет сократить затраты на исследование, разработку и испытания [161-169]. При этом каждый год с развитием техники и технологии такие средства разработки и анализа как программное обеспечение для математических моделирований и численного анализа совершенствуются и развиваются [156 -169]. Для проверки теоретических исследований, проведенных в главе 3, полупроводниковый преобразователь с дополнительным транзисторным полумостом (ДопТП) для симметрирования напряжения при несимметричной нагрузке исследуется посредством компьютерного моделирования. В этой главе основное внимание будет уделено моделированию преобразователей напряжения с дискретной коммутацией на основе полупроводникового преобразователя с ДопТП, питающего симметричную и несимметричную нагрузку. Сначала создается компьютерная модель полупроводникового преобразователя с ДопТП, а затем реализуются алгоритмы управления с дискретной коммутацией ключей и исследуются для режимов симметричной и несимметричной нагрузки. Для управления ДопТП в полупроводниковом преобразователе, с целью симметрирования напряжения при появлении несимметричной нагрузки в фазах, используется система управления на основе релейного (P) регулятора. На рисунке 34 показана компьютерная модель полупроводникового преобразователя с ДопТП, системы управления на основе P-регулятора в MATLAB/Simulink. В исследовании рассматриваются полупроводниковые преобразователи с ДопТП мощность 15кВт с напряжением на шине постоянного тока, равным 500В и номинальное фазное напряжение 380В с частоте 50Гц.

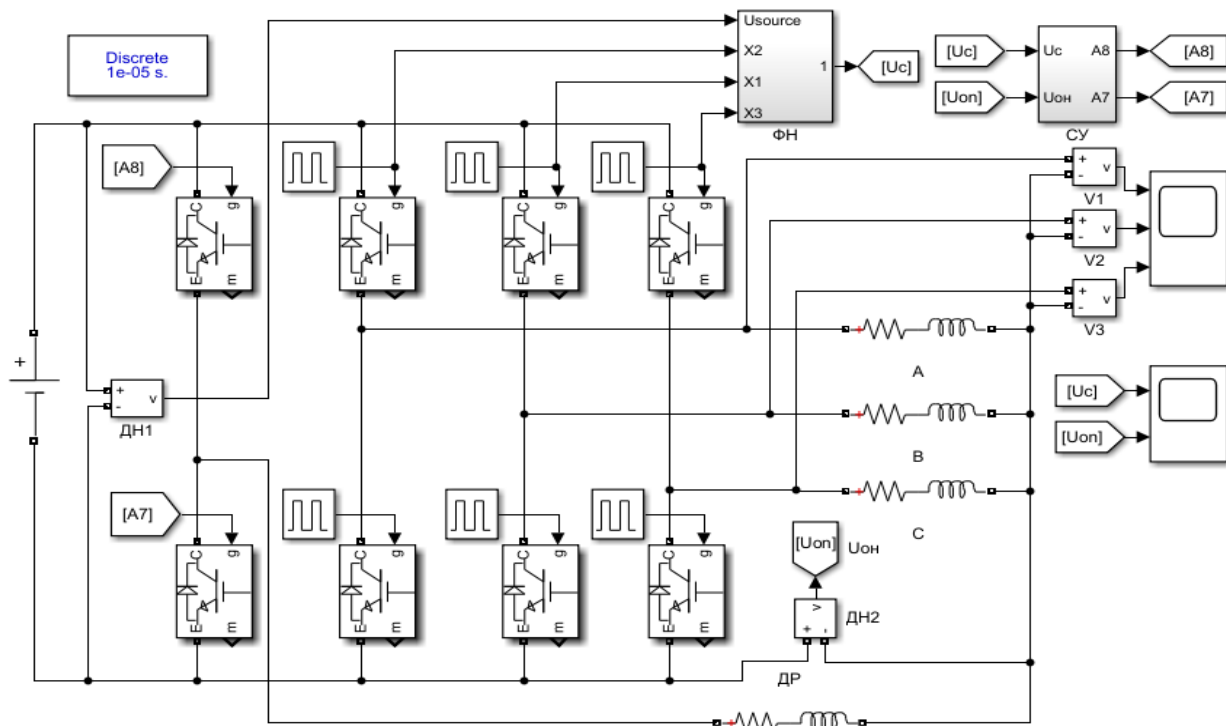


Рисунок 34 – Компьютерная модель полупроводникового преобразователя с ДопТП в MATLAB/Simulink

Компьютерное моделирование полупроводникового преобразователя состоит из: источника напряжения ($U_{п}$); Мостового трёхфазного инвертора (МТИ) с шестью биполярными транзисторами с изолированным затвором $VT1 - VT6$ и дополнительным транзисторным полумостом (ДопТП) включающим два биполярных транзистора с изолированным затвором $VT7, VT8$; датчика напряжения (ДН1) шины постоянного напряжения и (ДН2) датчик напряжения (ДН2) с нулевым проводом относительно шины “минус” МТИ; дросселя нулевого провода ($R_{ДР}$); система управления дополнительным транзисторным полумостом (СУ ДопТП); формирователем заданного значения напряжения общей точки (ФОН).

Для управления полупроводниковыми ключами МТИ используется устройство управления коммутацией ключей (УКК) с выходными сигналами X_1, X_2, X_3 и Y_1, Y_2, Y_3 для управления тремя верхними и нижними ключами инвертора соответственно. Алгоритм дискретного управления ключами инвертора показан в таблице 22 параграфа 3.1.3. для 180° коммутации. Для дискретного управления ключами инвертора используется блок генератора импульсов. Параметры блока генератора

импульсов X_1 взяты следующие: амплитуда - 1, период - 0,02 с, длительностью импульса 50%, фазовая задержка-0 выбрана так, чтобы форма выходного напряжения имела частоту 50Гц ($1/50 = 0,02$). Ширина импульса 50% взята так, чтобы VT1 проводил от 0 до 0,01 с, т.е. от 0° до 180° . Поскольку от 0 до 0,02с эквивалентно от 0° до 360° , задержка 0,01 с означает задержку 180° по электрическому углу. Точно так же фазовая задержка для X_2 составляет 0,01с, т. е. 180° . Форма синусоиды выходного напряжения трех фаз получается после симуляции модели. Можно заметить, что первая фаза имеет фазовый угол 0° , вторая фаза- 120° и третья фаза - 120° .

Стабильность поддержания выходных параметров трехфазного полупроводникового преобразователя при несимметричной нагрузки осуществляется с помощью дополнительного транзисторного полумоста (ДопТП). Для управления ДопТП реализована система управления дополнительным транзисторным полумостом (СУ ДопТП), как показано на рисунке 37. Система управления работает при сравнении напряжения общей точки относительно шины “минус” ($U_{он}$) трехфазного полупроводникового преобразователя эталонного сигнала ($U_{ос}$).

Для получения эталонного сигнал ($U_{ос}$) реализован формирователь заданного значения напряжения общей точки (ФОН), как показано на рисунке 35. Формирователь эталонного сигнала напряжения общей точки ($U_{ос}$) строится на основе сигналов верхних ключей X_1 , X_2 , X_3 и напряжения шины постоянного тока $U_{п}$. Суть в том, что каждая подключенная фаза на шину “плюс” питания даёт $1/3U_{п}$.

Согласно алгоритму коммутации, к «плюсу» питания поочередно подключаются то одна фаза, то две фазы. Поэтому и напряжение общей точки должно быть $1/3U_{п}$ или $2/3U_{п}$, как показано на рисунке 36. Поэтому формирователь заданного значения напряжения общей точки реализуется согласно следующей формуле:

$$U_{ос} = (1/3U_{п}X_1 + 1/3U_{п}X_2 + 1/3U_{п}X_3). \quad (56)$$

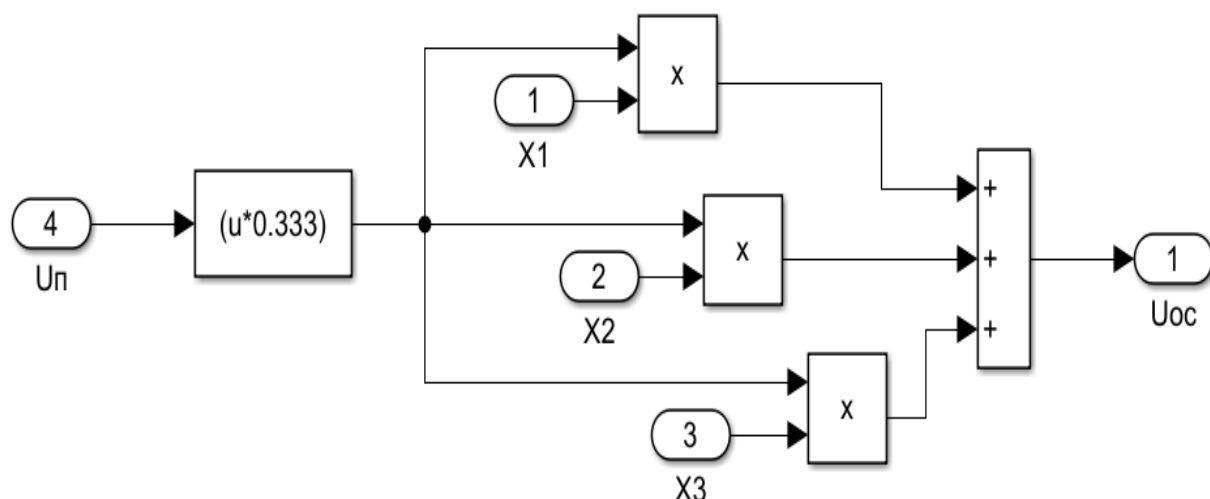


Рисунок 35 – Формирователь заданного значения напряжения общей точки

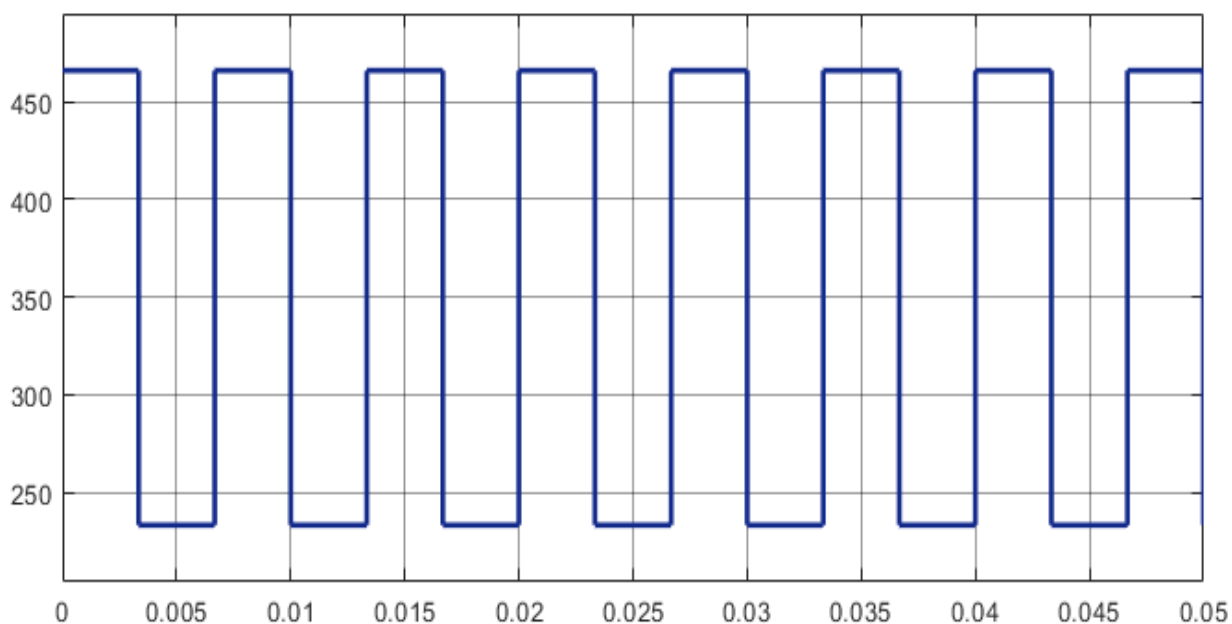


Рисунок 36 – Эталонный сигнал напряжения общей точки

В случае, когда на нагрузке появляется несимметричность на какой-либо фазе питания и потенциал на нулевом проводнике относительно шины «минус» источника питания (напряжение U_{OH}) выходит из диапазона $0,333 - 0,666U_{П}$ в ту или иную сторону, включается блок СУ ДопТП, который управляет парой транзисторов VT7, VT8 и компенсирует это изменение.

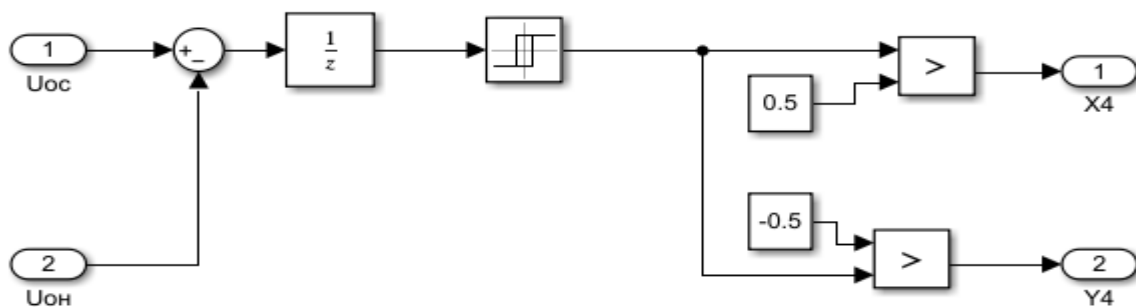


Рисунок 37 – СУ ДопТП на основе релейного регулятора

По рисунку 37 опишем работу системы управления дополнительным транзисторным полумостом. Сначала вычисляется сигнал ошибки (разница между заданным значением напряжения общей точки U_{OC} и напряжением на нулевом проводнике относительно шины “минус” источника питания напряжение U_{OH}), который подаётся на регистр задержки (показывает, что система цифровая и задерживается вывод результата управления на один такт расчёта система управления). С регистра задержки сигнал проходит через реле с гистерезисом, диапазон гистерезиса и определяет коридор, в котором выходное напряжение питания будет колебаться. С выхода реле сигнал будет иметь значения либо 1, либо -1. Если значение 1, то обратная связь меньше, чем задающий сигнал и необходимо повышать значение обратной связи, а для этого включить верхний ключ X4 (логика выполнена на сравнении сигнала с 0,5). Если значение с реле -1, то обратная связь больше, чем задающий сигнал и необходимо понижать значение обратной связи, а для этого включить нижний ключ Y4 (логика выполнена на сравнении сигнала с -0,5).

4.2. Моделирование полупроводникового преобразователя с дополнительным транзисторным полумостом при активно-индуктивной нагрузке

В параграфе 3.5. проведен анализ работы полупроводникового преобразователя напряжения с ДопТП при активной нагрузке. В этом параграфе рассматриваем процесс моделирования работы полупроводникового преобразователя напряжения с ДопТП, подключенного к активной и активно-индуктивной нагрузке согласно таблице 4.2.1.

Для случая симметричной активной нагрузки (10 Ом в каждой из фаз согласно таблице 4.2.1) графики приведены на рисунках 38 и 39. На рисунке 38 показывается форма фазного напряжения, а на рисунке 39 – напряжение нулевой точки относительно шины “минус” полупроводникового преобразователя с ДопТП.

Таблица 4.2.1 – Трехфазная симметричная и не симметричная нагрузка

№	Симметричная нагрузка						Несимметричная нагрузка					
	Ом			мГн			Ом			мГн		
	R _A	R _B	R _C	L _A	L _B	L _C	R _A	R _B	R _C	L _A	L _B	L _C
1.	10	10	10	1	1	1	10	7	5	1	0,7	0,5
2.	Обр.	10	10	Обр.	1	1	Обр.	10	5	Обр.	0,7	0,5
3.	Обр.	Обр.	10	Обр.	Обр.	1	Обр.	Обр.	5	Обр.	Обр.	0,5

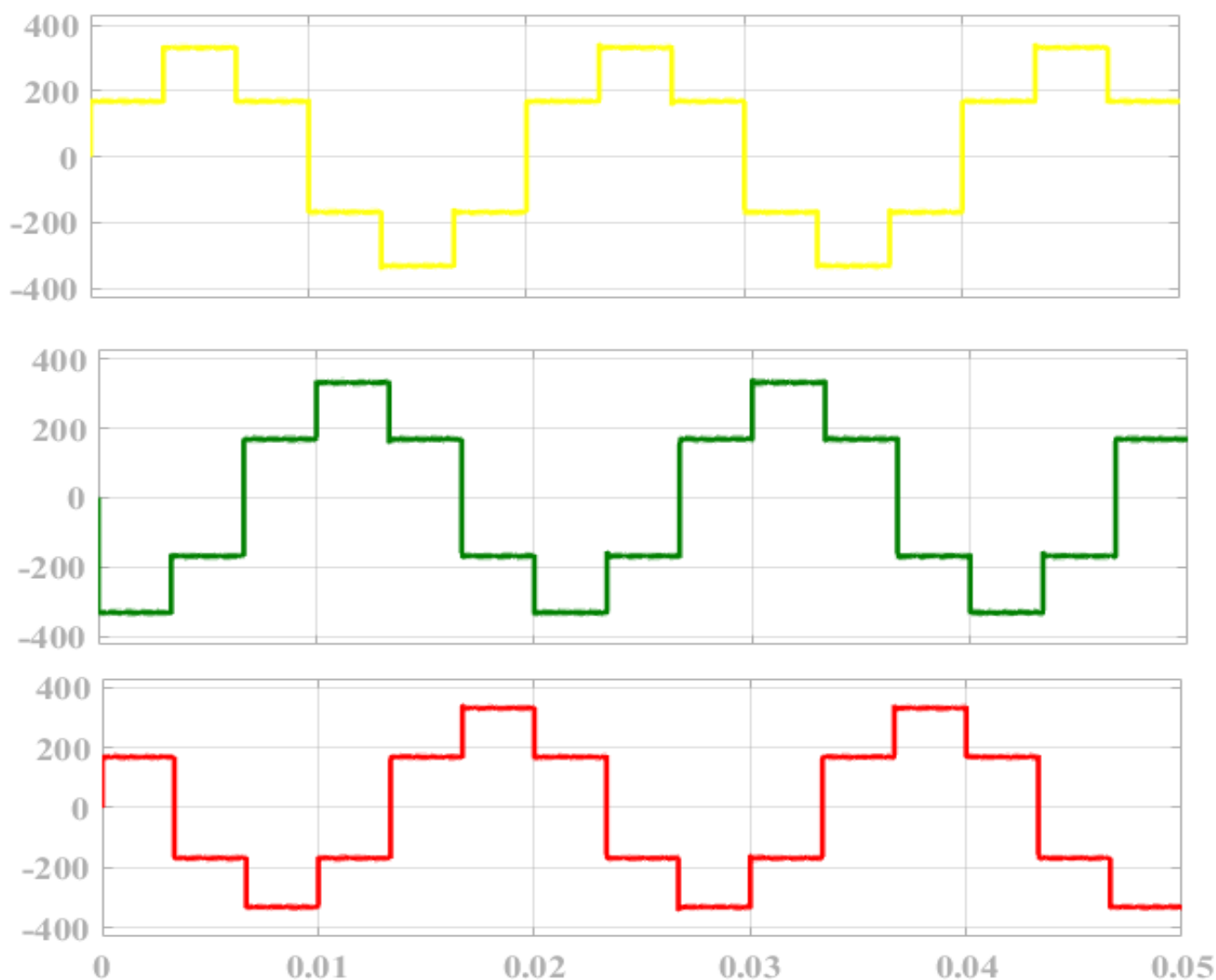


Рисунок 38 – Форма фазного напряжения при симметричной активной нагрузке

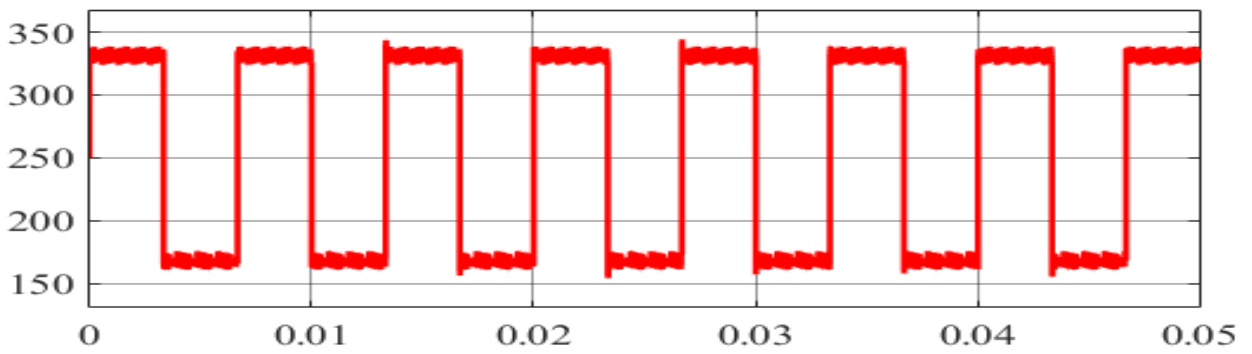


Рисунок 39 – Напряжение нулевой точки относительно шины минус источника питания при симметричной нагрузке

Для случая симметричной активно-индуктивной нагрузки (10 Ом и 1 мГн в каждой из фаз согласно таблице 4.2.1) графики приведены на рисунках 40 и 41. На рисунке 40 показана форма фазного напряжения, а на рисунке 41 - напряжение нулевой точки относительно шины “минус” полупроводникового преобразователя с ДопТП.

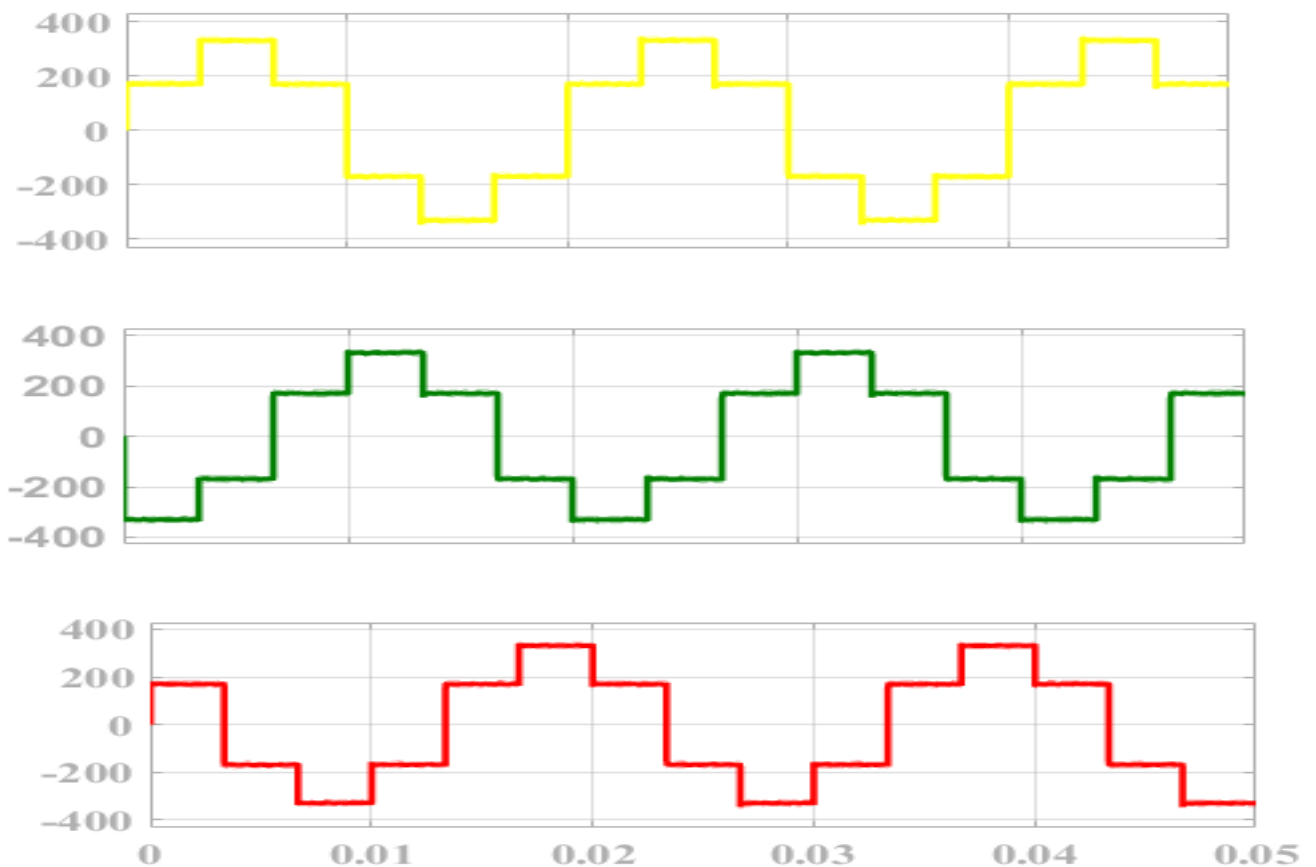


Рисунок 40 – Форма фазного напряжения при симметричной активно-индуктивной нагрузке

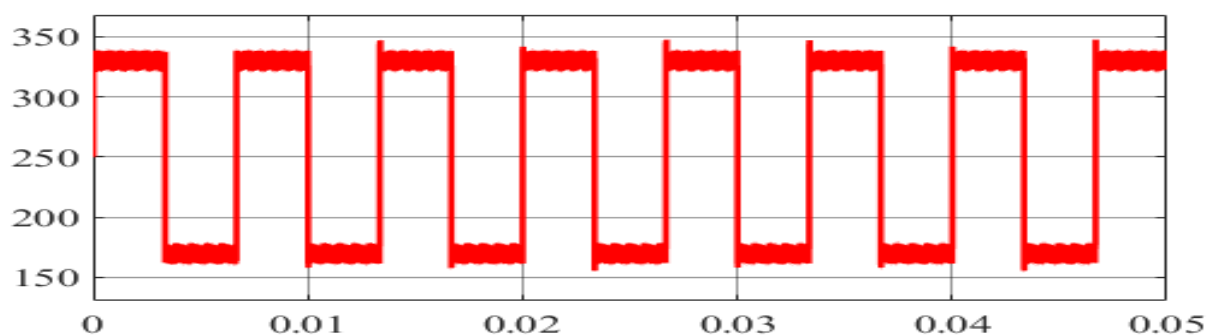


Рисунок 41 – Напряжение нулевой точки относительно шины минус источника питания при симметричной активно-индуктивной нагрузке

Из рисунков 40,41 видно, что при симметричной активной и активно-индуктивной нагрузке в фазах форма напряжения и рисунков 40,41 напряжения нулевой точки относительно шины “минус” источника питания не изменяется, результаты моделирования соответствуют результатам аналитического расчета в параграфе 2.5 и рисункам 19 и 25.

4.3. Моделирование релейного регулятора напряжения общей точки

Для анализа режима работы релейного регулятора напряжения проведём компьютерное моделирование системы при заданных параметрах. На рисунке 42 приведена имитационная модель релейной системы, состоящей из модели двухпозиционного реле с положительным гистерезисом и линейной части системы. Система замкнута, на входе постоянный сигнал U_0 .

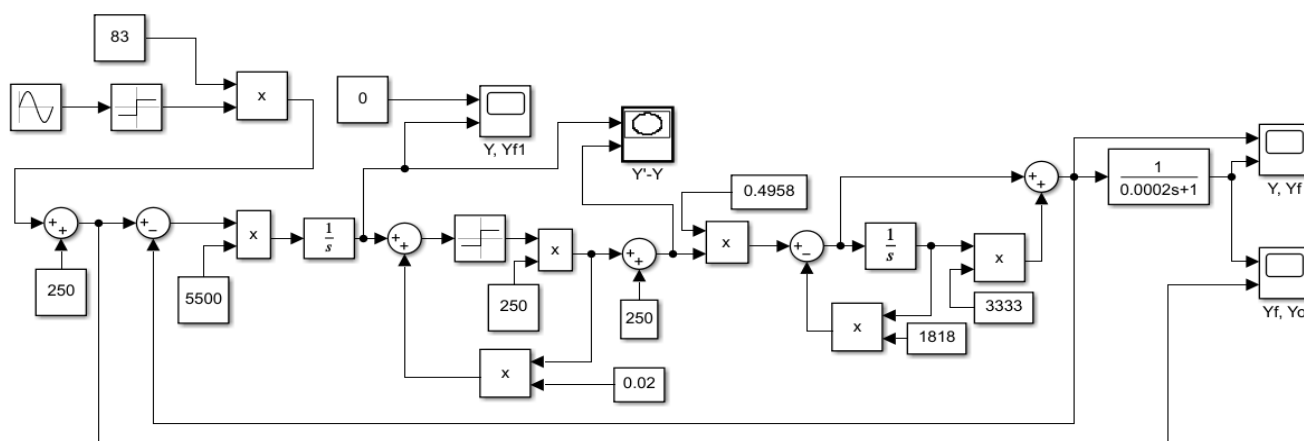


Рисунок 42 – Модель релейной системы

Далее приведён переходный процесс и установившиеся автоколебания на выходе линейной части системы $z(t)$ в пределах одного такта напряжения (рисунки 43 – 45). На рисунке 46 приведена нелинейная зависимость $z(x)$.

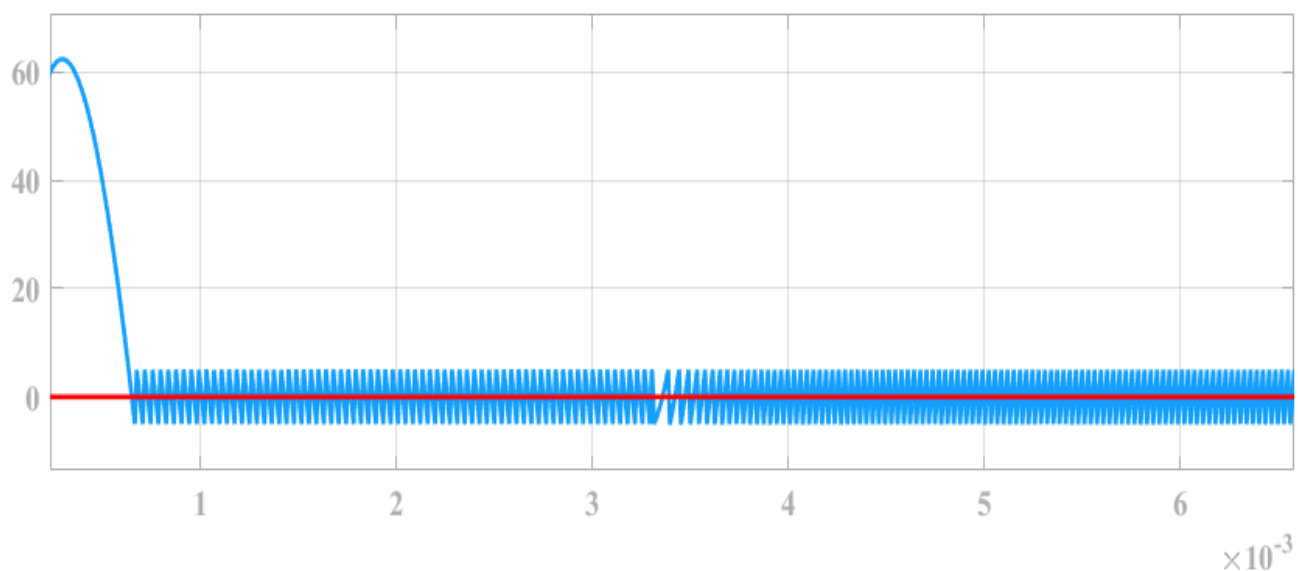


Рисунок 43 – Переходный процесс в релейной системе

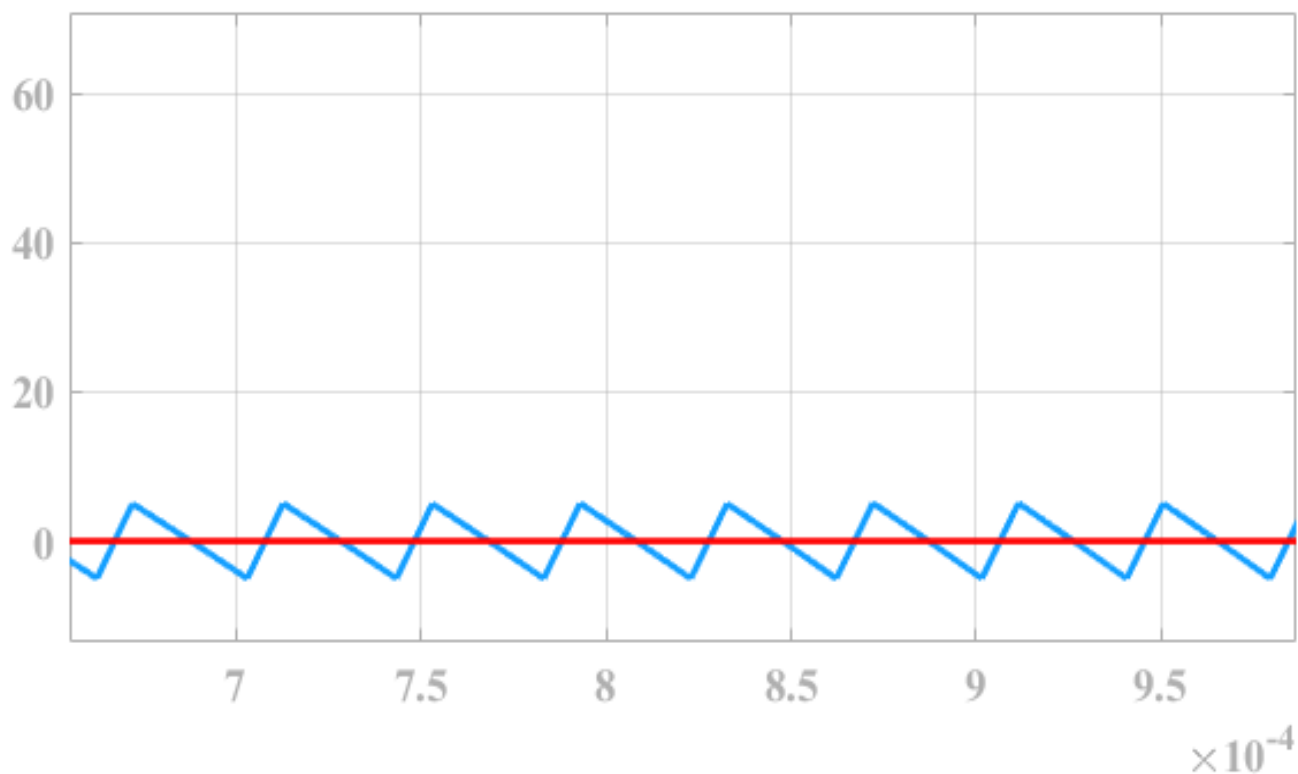


Рисунок 44 – Режим автоколебаний в релейной системе

Как видно из этих результатов, релейного регулятора напряжения смог обеспечить хорошее качество формы сигнала только с выбросом понижением выходного напряжения менее 0,0001% для каждого переходного процесса.

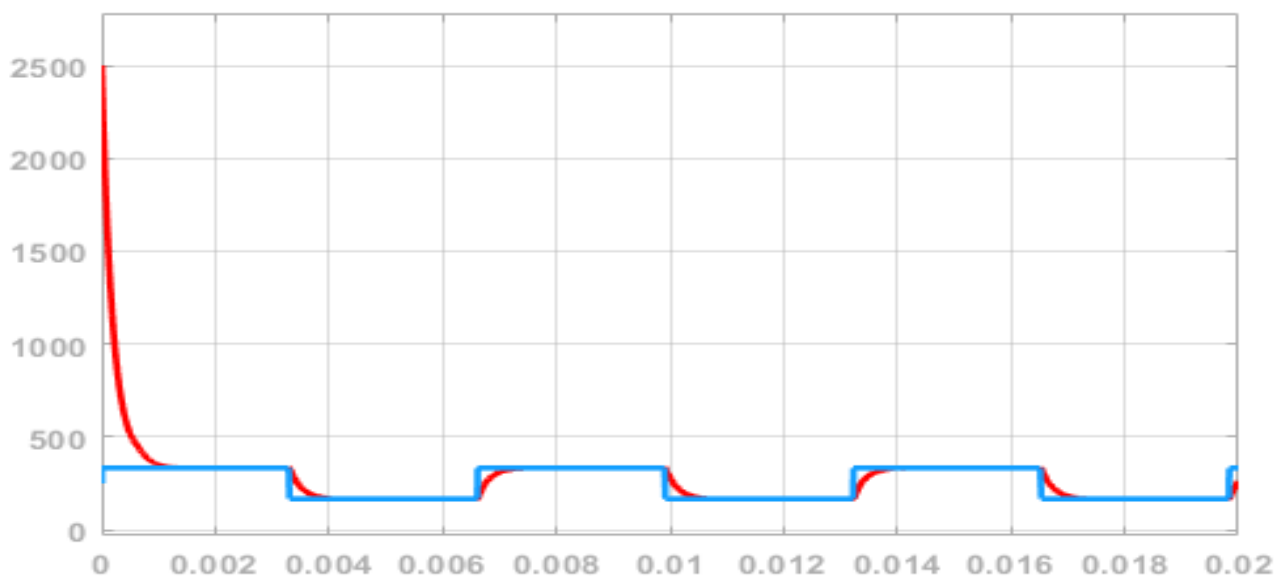


Рисунок 45 – Переходный процесс изменения напряжения общей точки в релейной системе в режиме 6-тактной коммутации

На рисунке 45 показаны результаты моделирования выходного напряжения по сравнению с эталонным. Видно, что выходное напряжение соответствует эталонному, а ошибка между эталонным и измеренным напряжением составляет менее $\pm 0,001$ вольт.

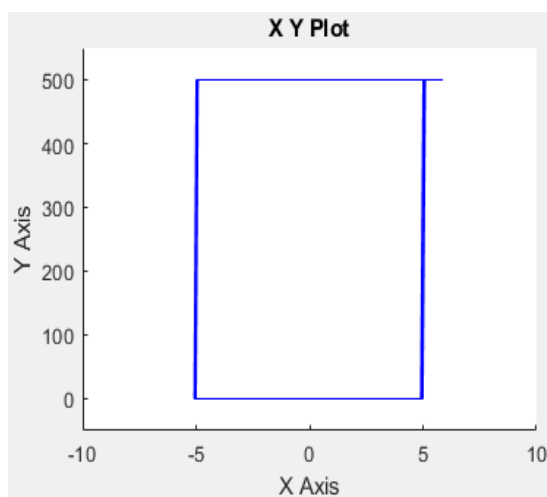


Рисунок 46 – Нелинейная зависимость $X(Y)$

Моделирование полностью подтвердило сделанные ранее выводы. Задание по напряжению обрабатывается без перерегулирования за 0.4мс. В релейной системе устанавливается устойчивый предельный цикл. Амплитуда автоколебаний равна 5В, частота – 34кГц, что соответствует расчётным значениям. Можно сделать вывод, что предлагаемая инженерная методика расчёта и настройки релейной системы обеспечения устойчивости и заданных динамических свойств её работы достаточна проста при использовании, легко автоматизируется и может быть рекомендована для практического применения.

4.4. Исследование работы системы в несимметричном режиме

4.4.1. Трёхфазная несимметрия

Как показало моделирование, результаты при активной и активно-индуктивной нагрузке совпадают, поэтому в дальнейшем приводятся только результаты моделирования при активно-индуктивной нагрузке. Для проверки работоспособности предлагаемого регулятора выходное напряжение полупроводникового преобразователя с ДопТП подключается на активно-индуктивную несимметричную нагрузку, параметры которой даны в таблице 4.2.1. В результате несимметричной нагрузки выходные напряжения будут несимметричны, как показано на рисунке 47. В условиях несимметричной нагрузки напряжение нулевой точки относительно шины “минус” источника питания будет несимметричной, как показаны на рисунке 48. Графики на рисунках 47 и 48 приведены без учета симметрирования.

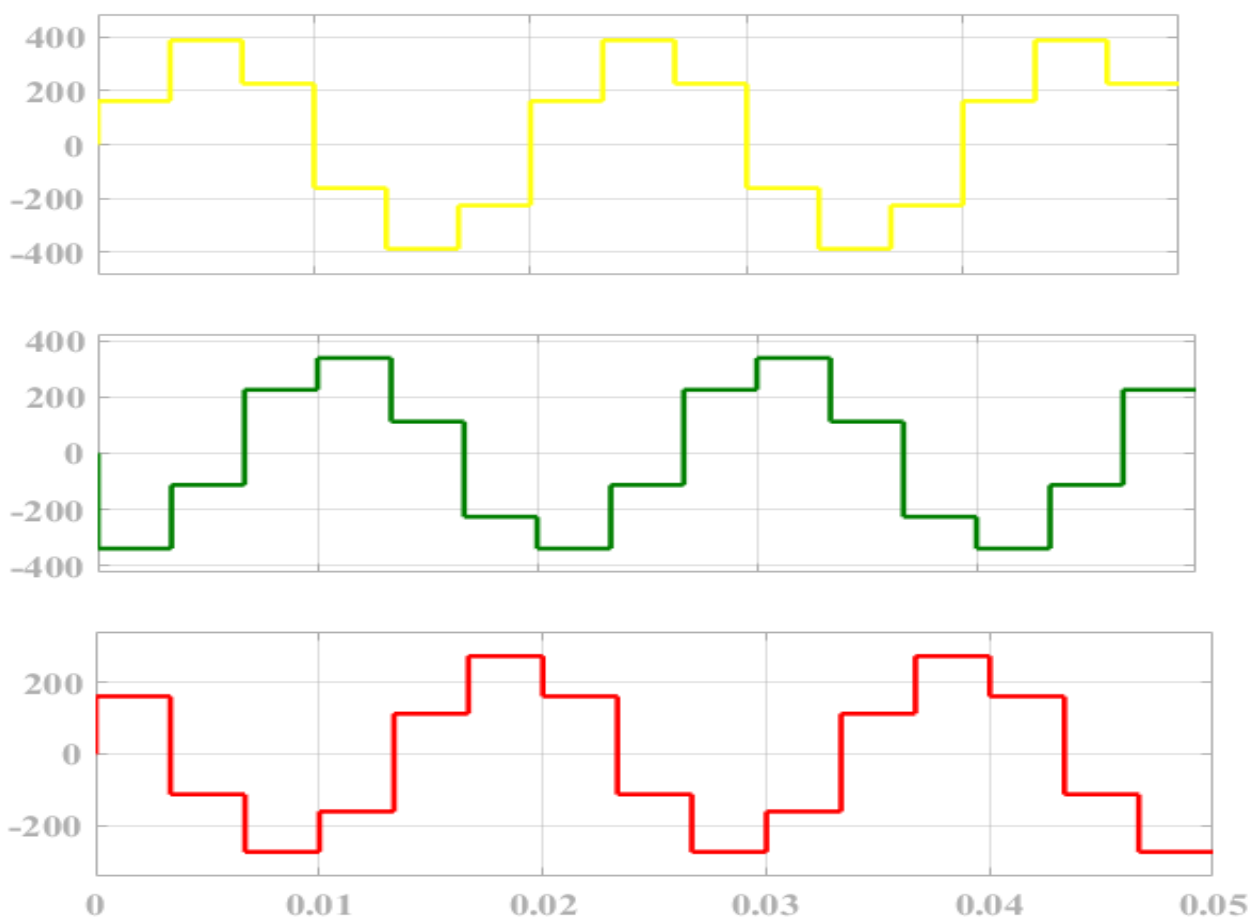


Рисунок 47 – Форма фазного напряжения при несимметричной нагрузке

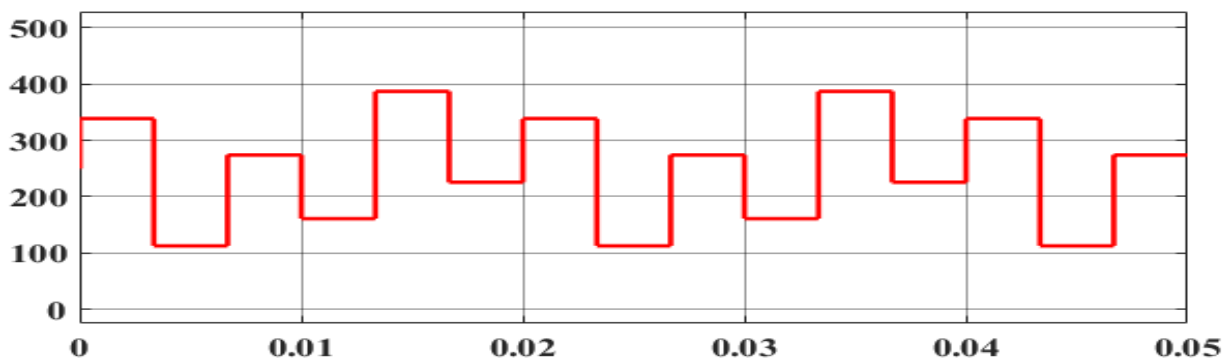


Рисунок 48 – Напряжение нулевой точки относительно шины “минус” источника питания при несимметричной нагрузке

Из рисунка 47 – 48 видно, что при несимметричной нагрузке у трехфазных выходных напряжений полупроводникового преобразователя и у напряжения нулевой точки относительно шины “минус” источника питания нарушается симметрия. Форма и величина напряжения напрямую влияют на качество электроэнергии,

получаемой потребителями и, следовательно, на работу и безопасность оборудования, принадлежащего электроэнергетическим компаниям и их потребителям. Принятый ГОСТ о «Качество напряжения» [170-175] дает операторам электросетей возможность только контролировать напряжения, но не дает возможности контролировать токи, которые могут потребляться несимметричной нагрузкой из-за неконтролируемого поведения потребителя в точках подключения низковольтной нагрузки. Близость распределительных сетей низкого напряжения к конечным пользователям значительно подчеркивает важность качества электроэнергии в распределительных сетях низкого напряжения.

Каждый уровень напряжения в электрической сети имеет три основные характеристики: среднеквадратичное значение напряжения, частоту и форму волны. Если эти характеристики поддерживаются в узком диапазоне номинальных значений, электроприборы не теряют работоспособности. Проблемой качества электроэнергии может быть любое непреднамеренное отклонение от нормальной величины напряжения, его частоты или формы сигнала, которое приводит к утрате работоспособности оборудования, а иногда и выходу его из строя. Для повышения качества напряжения симметрируется несимметрия напряжения с помощью предлагаемого метода симметрирования. При симметричной нагрузке амплитуда фазного напряжения во всех фазах будет 380В, как показано на рисунке 40. А уже при несимметричной нагрузке амплитуда фазного напряжения меняется с значение $U_A=400В$; $U_B=375В$; $U_C=370В$ как показано на рисунке 47. В результате симметрирования при несимметричной нагрузке форма фазного напряжения и напряжения нулевой точки относительно шины «минус» полупроводникового преобразователя с ДопТП показаны на рисунках 49 и 50. При симметрировании напряжения при несимметричной нагрузке в момент перехода к новому такту в графиках напряжений появляются непродолжительные всплески, которые объясняются тем, что система управления еще не успевает отследить реальное значение напряжение из-за задержки управления в 1 период расчета системы управления.

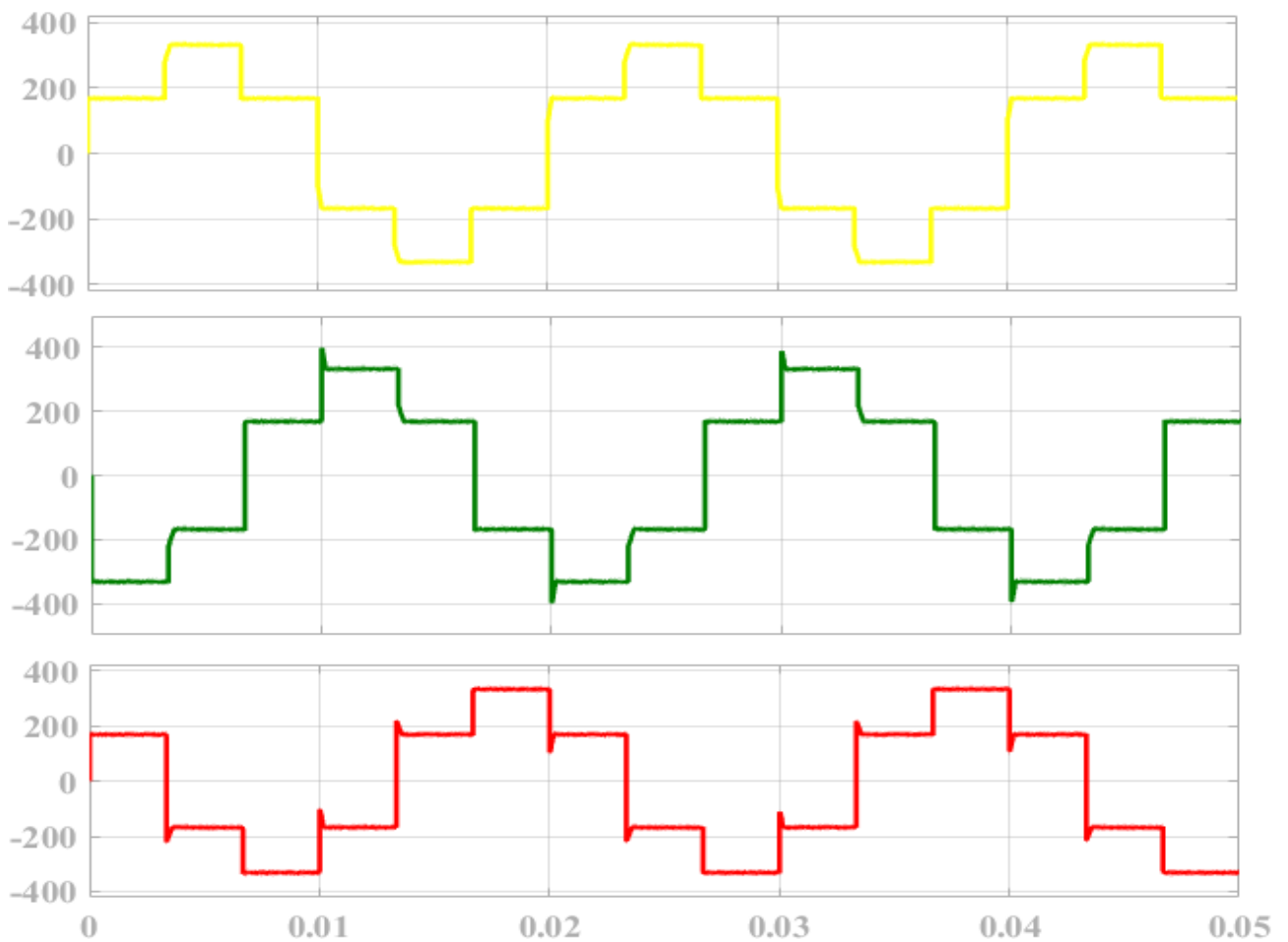


Рисунок 49 – Форма фазного напряжения после симметрирования

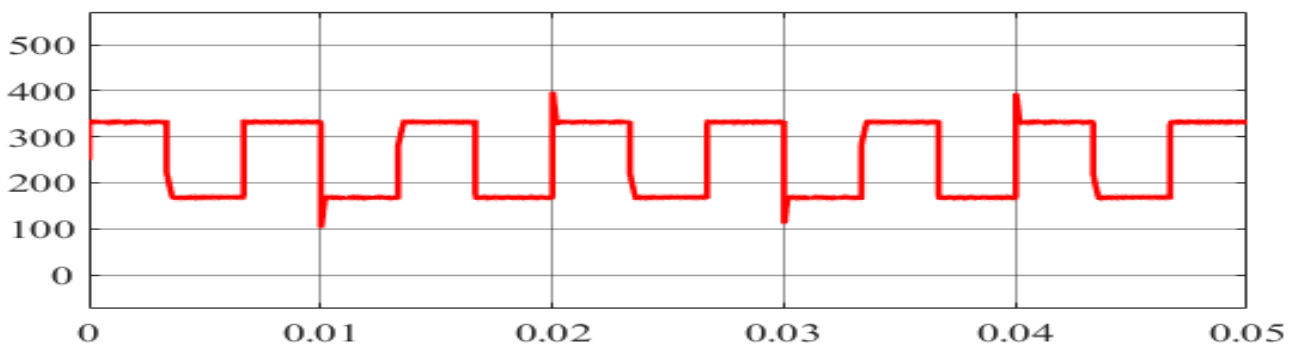


Рисунок 50 – Напряжение нулевой точки относительно шины “минус” источника питания после симметрирования

И эти всплески будут равны амплитудам фазного напряжения при несимметричной нагрузке, как показано на рисунке 48. Но на следующих периодах расчета системы управления релейный регулятор обрабатывает и приводит фазные напряжения к необходимому значению 380В.

4.4.2. Несимметрия в фазах и обрыв фазы А

В трехфазной сети кроме несимметрии нагрузки в фазах возможны обрывы одной или двух фаз. Параметры для данных случаев указаны в таблице 4.2.1: вторая строка показывает параметры нагрузки в момент обрыва одной фазы, строка три показывает параметры нагрузки в момент обрыва двух фаз. При обрыве фазы “А” форма фазного напряжения на выходе полупроводникового преобразователя без симметрирования сильно изменяется: фаза “А” работает на холостом ходу, поэтому амплитуда напряжения будет 500В; в двух других фазах амплитуда напряжения при их последовательном подключении к источнику питания разделится согласно нагрузке, 200В и 300В соответственно. Формы фазного напряжения показаны на рисунке 51. Напряжение нулевой точки относительно шины “минус” источника питания также исказится, как показано на рисунке 52. На рисунках 51 и 52 показаны результаты моделирования релейного регулятора при симметрировании для полупроводникового преобразователя с ДопТП во время обрыва фазы “А”.

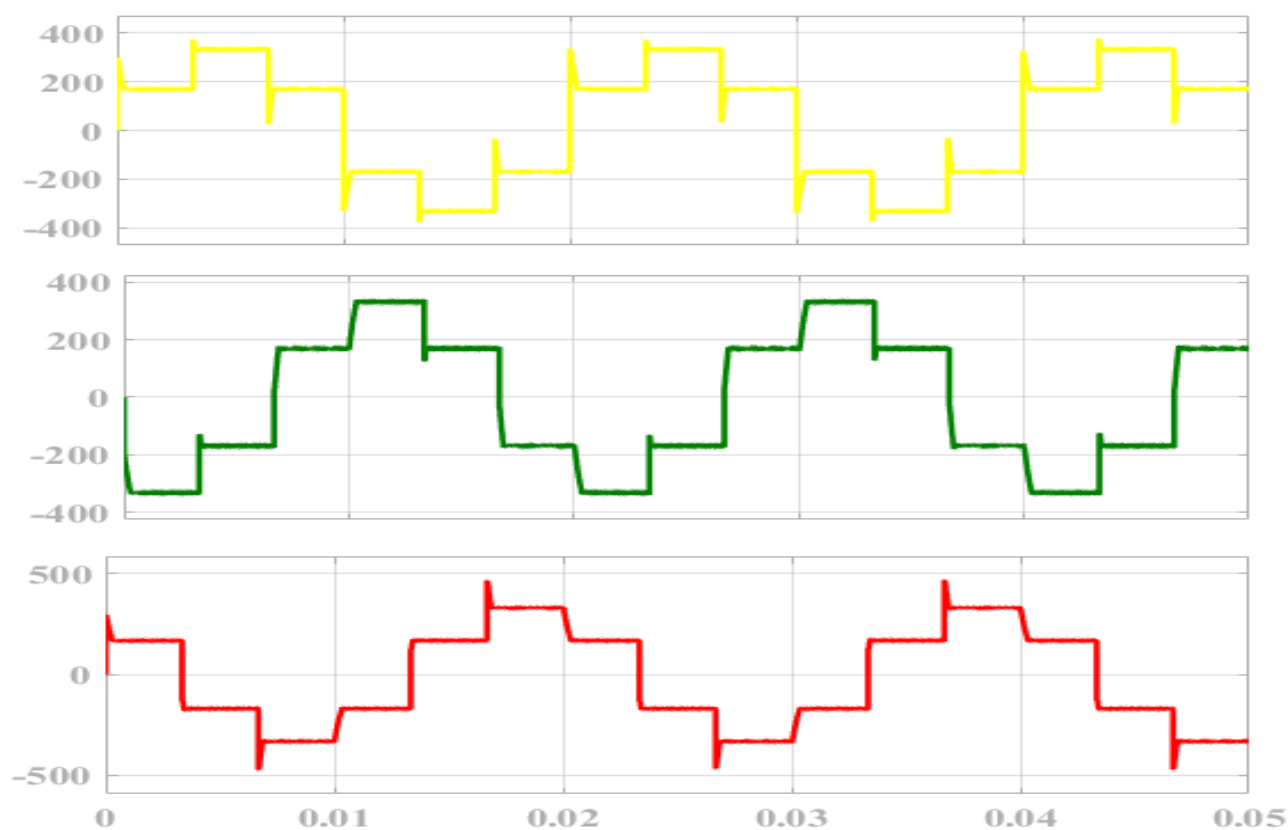


Рисунок 51 – Форма фазного напряжения питания при обрыве фазы “А”

Из рисунка 51 видно, что при обрыве фазы “А” при симметрировании форма напряжения остаётся симметричной, но всплески увеличатся до значения несимметрии.

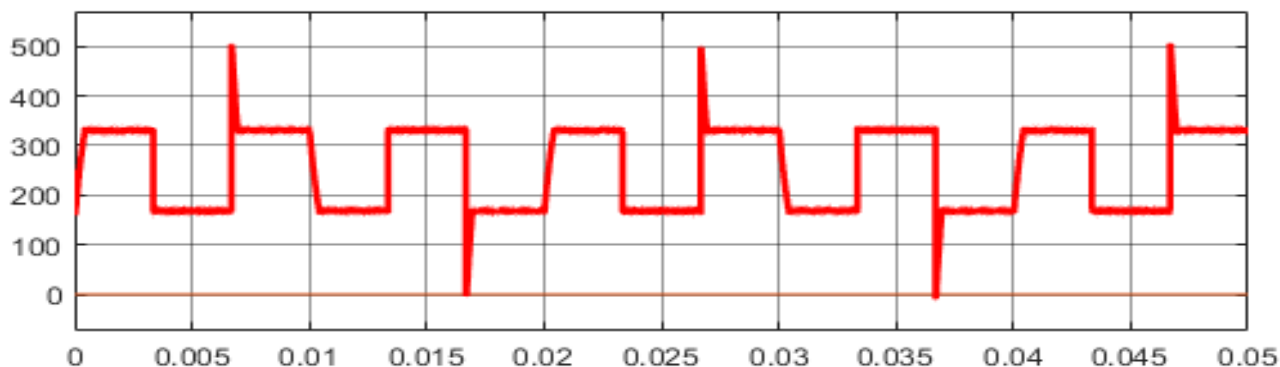


Рисунок 52 – Напряжение нулевой точки относительно шины “минус” источника питания при обрыве фазы “А”

4.4.3. Несимметрия в фазах и обрыв фаз “А” и фазы “В”

При обрыве фаз “А” и фазы “В” форма фазного напряжения на выходе полупроводникового преобразователя без симметрирования сильно изменяется: фаза “А” и фазы “В” работают на холостом ходу, поэтому амплитуда напряжения будет 500В; в фазе “С” амплитуда напряжения 0,1В. Формы фазного напряжения показаны на рисунке 53. Напряжение нулевой точки относительно шины “минус” источника питания также исказится, как показано на рисунке 54. При обрыве двух фаз полупроводникового преобразователя с ДопТП работает в однофазном режиме. На рисунках 53 и 54 показаны результаты моделирования релейного регулятора при симметрировании для полупроводникового преобразователя с ДопТП во время обрыва фазы “А” и фазы “В”.

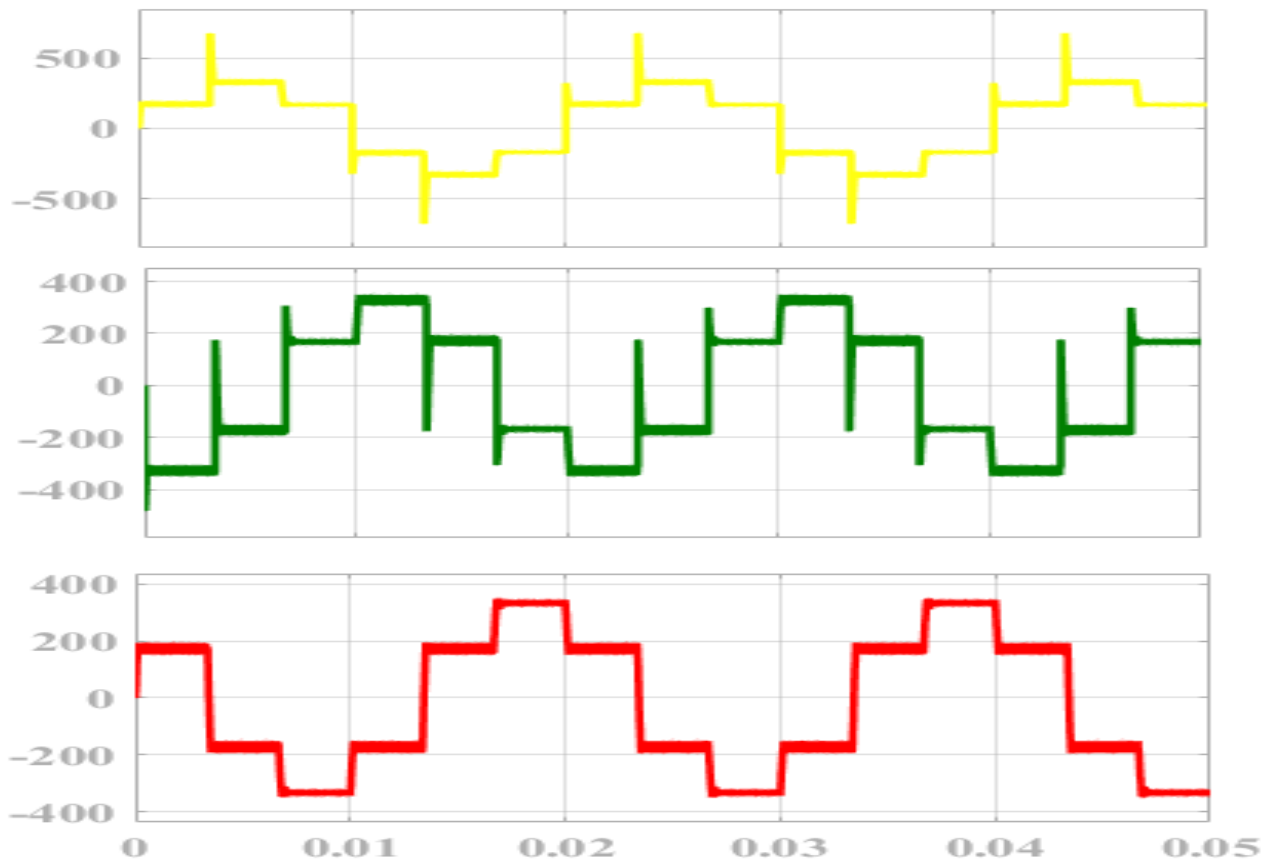


Рисунок 53 – Форма фазного напряжения при обрыве фазы “А” и фазы “В”

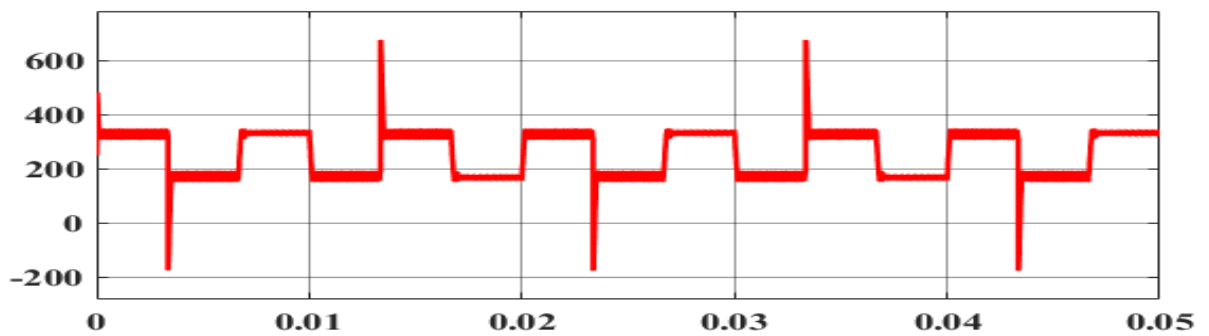


Рисунок 54 – Напряжение нулевой точки относительно шины “минус” источника питания при обрыве фазы “А” и фазы “В”

Результат моделирования подтвердил, что симметрированием напряжения при несимметричной нагрузке с помощью дискретной потактовой коммутации силовых ключей можно реализовать входное напряжение, которое описывается синусоидой.

Выводы по главе 4

1. Разработана компьютерная модель трёхфазного дискретного преобразователя напряжения, реализующего функции симметрирования напряжения для случаев несимметричной нагрузки, адекватно отражающая статические и динамические режимы работы преобразователя и удобна для решения практических задач настройки регуляторов и исследования режимов работы при различных параметрах преобразователя и нагрузки.

2. Моделирование показывает, что предложенная схема преобразователя позволяет решать вопросы симметрирования напряжения даже в предельных случаях несимметрии нагрузки- обрыв одной или двух фаз сети.

3. Возможность обеспечения заданных параметров выходного напряжения преобразователя при обрыве одной или двух фаз позволяет на порядок повысить надёжность электроснабжения за счёт переключения нагрузки сети на исправные фазы.

4. Моделирование подтвердило правильность математического описания и прогнозируемых свойств релейного регулятора напряжения общей точки сети и показало, что он обеспечивает предельное быстродействие для имеющихся параметров системы.

ГЛАВА 5. МАКЕТИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ СИММЕТРИРОВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ТРЕХФАЗНОЙ СЕТИ

5.1. Реализация полупроводникового преобразователя с дополнительным транзисторным полумостом

В главе 2 был представлен теоретический расчет и в главе 3 была представлена математическая модель полупроводникового преобразователя с дополнительным транзисторным полумостом для симметрирования напряжения при несимметричной нагрузке. В главе 4 было представлено компьютерное моделирование полупроводникового преобразователя с ДопТП. Для управления дополнительным транзисторным полумостом в полупроводниковом преобразователе с целью симметрирования напряжения при несимметричной активной и активно-индуктивной нагрузке был использован релейный регулятор напряжения (РН).

В этой главе рассматривается проведение практического эксперимента полупроводникового преобразователя с ДопТП, чтобы доказать правильность теоретическим описанием и математического моделирования, проведенного ранее. Сначала описывается аппаратное и программное обеспечение экспериментальной системы, затем исследуются выходные координаты в стационарном и нестационарном режиме работы. Для проведения экспериментальных исследований разработан макет трехфазного полупроводникового преобразователя с ДопТП, представленный на рисунке 55, где также показаны источник питания постоянного тока и цифровой осциллограф. Параметры, которые используются в макете и экспериментах, приведены в таблице 5.1.1. Макет устройства симметрирования состоит из: 1) источника питания, 2) платы питания, 3) платы управления, 4) платы драйверов, 5) конденсатора 6) снабберных конденсаторов, 7) силовых транзисторов, 8) дросселя 9) нагрузки, 10) вольтметра 11) осциллографа 12) компьютера.

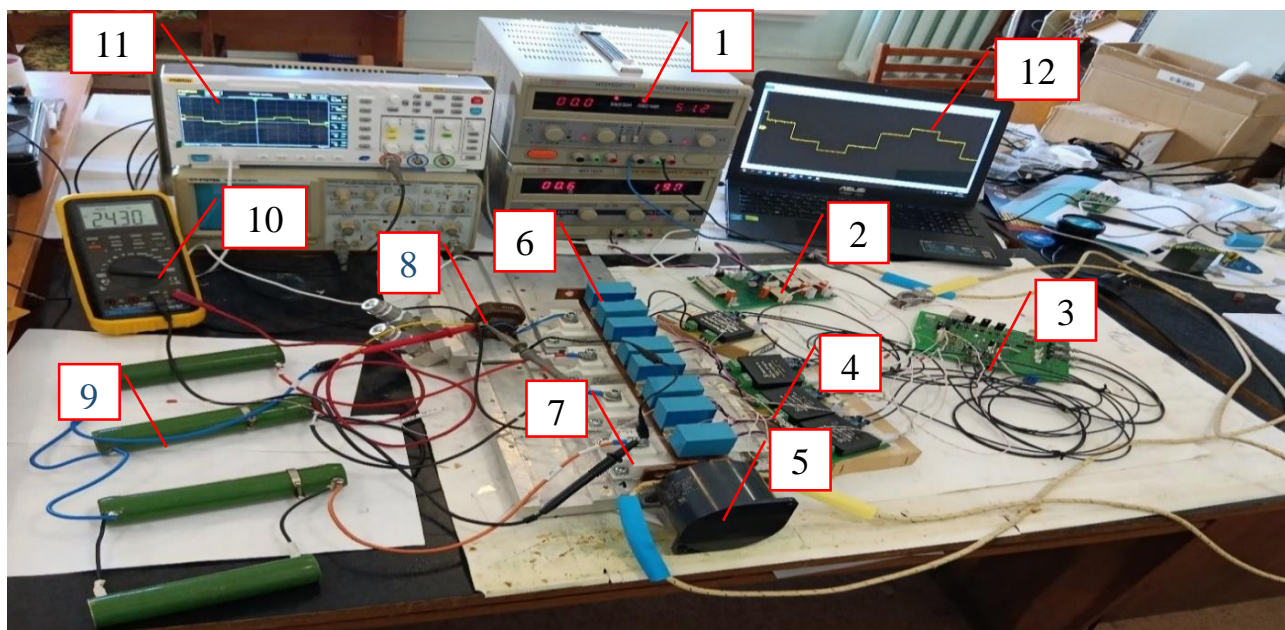


Рисунок 55 – Экспериментальная установка предлагаемого полупроводникового преобразователя с ДопТП.

Таблица 5.1.1 – Параметры экспериментальной установки

	Параметр	Значение	Символ
Шина постоянного тока	Напряжение	500	В
	Конденсатор	1100	мкФ
	Снабберный конденсатор	220	нФ
Шина переменного тока	Дроссель нейтральной ветви	$2e-3$	мГн
	Номинальная мощность	15	кВт
	Номинальное напряжение	380	В
	Номинальная частота	50	Гц

5.1.1. Источник питания

Источником питания для силовой части системы служит источник постоянного напряжения величиной до 600В. Источник питания обладает защитой от больших токов и токов короткого замыкания. Для питания платы управления и драйверов используется еще один источник питания на 20В. От него напрямую запитана плата питания.

5.1.2. Плата питания

Питание на плату подается на разъем от источника постоянного напряжения. На плате установлены 3 DC/DC преобразователя. Два преобразователя AM15EW-2415SIZ с номинальной мощностью 15Вт, входным напряжением от 9 до 36В и выходным напряжением 15В. В схеме они обозначены под номерами 1, 2. С этих преобразователей запитываются платы с драйверами. Электрическая схема платы питания представлена в Приложении 5. Преобразователь напряжения AM5TW-2405SZ от компании Aimtec с номинальной мощностью 5Вт, входным напряжением от 9 до 36В, выдает на выходе 5В. Этот преобразователь питает плату управления.

5.1.3. Плата управления

Управление трехфазным инвертором происходит при помощи микроконтроллера STM32F302VCT6. Микроконтроллер представляет собой 32-х битный процессор с ядром ARM Cortex-M4, максимальной тактовой частотой 72 МГц. Данный микроконтроллер был выбран в связи с тем, что во время обучения изучался и использовался исключительно этот микроконтроллер. Также STM32F302VCT6 удовлетворяет всем необходимым условиям. Микроконтроллер имеет достаточное количество выводов, каналов аналого-цифрового преобразователя (АЦП), цифро-аналогового преобразователя (ЦАП), необходимое количество таймеров-счетчиков также имеется функция прямого доступа в память (ПДП, DMA – Direct memory access) [13]. Напряжение питания микроконтроллера составляет 3,3В. С платы питания на плату управления приходит 5В, которые далее понижаются до 3,3В с помощью стабилизатора напряжения LM1117IMP-3.3/NOPB. В электрической схеме присутствует опторазвязка между силовой частью и микроконтроллером. Опторазвязка – это передача энергии или сигнала между электрическими цепями без электрического контакта между ними. Оптоволоконная развязка является гальванической развязкой. Принцип ее действия заключается в том, что светодиод со смещенным в прямом направлении р-п переходом излучает свет, который на другом конце принимает фототранзистор.

Таким образом происходит соединение части электронной схемы со светодиодом с частью с фототранзистором без электрического контакта между ними. Основные преимущества оптической развязки от давно применяемой трансформаторной развязки:

- Не создаются помехи несущим сигналом;
- Сравнительно малые размеры;
- Неограниченная полоса пропускания;
- Возможность передачи на расстояния.

Гальваническая развязка сделана для разделения низковольтной информационной части от высоковольтной силовой. Для этой цели на плате управления размещены волоконно-оптические передатчики HFBR-1522. На плате управления находится 8 волоконно-оптических передатчиков, обозначенных на схеме VD1 – VD8. Все передатчики имеют одинаковую схему подключения. К каждому передатчику крепится оптический кабель, с другой стороны подключенный к оптическому приемнику, расположенному на плате драйвера [176]. Один такой приемопередатчик управляет через драйвер одним из восьми силовых ключей. Для корректного управления четвертой стойкой транзисторов, отвечающей за симметрирование напряжения, на микроконтроллер заводится обратная связь от средней точки и шины «минус». Обратную связь преобразует для системы управления седьмой канал АЦП1, а значение напряжения питания преобразует девятый канал АЦП1. Для получения напряжения питания и напряжения обратной связи используются АЦП. Одна из основных характеристик АЦП – это диапазон входных значений. Этот диапазон зависит от опорного напряжения АЦП. Опорное напряжение АЦП, установленного на микроконтроллере STM32F302VCT6, составляет 3,3В. Это значит, что максимальное напряжение, подаваемое на АЦП, может составить 3,3В. Так как снимаемые напряжения могут достигать 600вольт, приходится масштабировать напряжение. В электронике широко распространен метод масштабирования напряжения при помощи операционных усилителей. В схеме используется операционный усилитель от компании Texas instruments TLV272ID [176]. Схема подключения показана на рисунке 56.

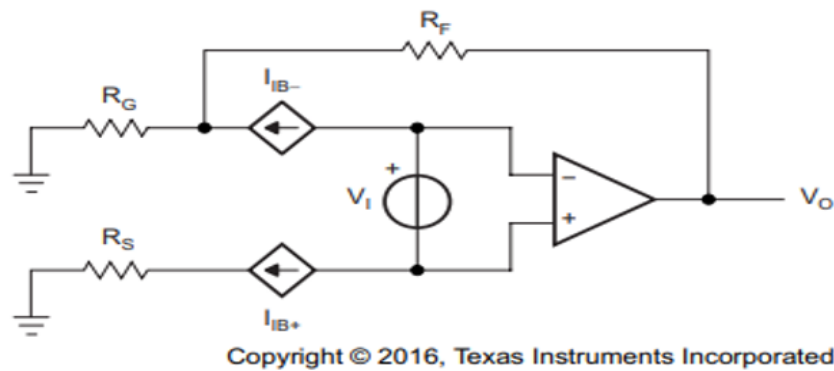


Рисунок 56 – Подключение операционного усилителя

Для подбора резисторов воспользуемся формулой для расчета делителя на операционном усилителе:

$$\frac{V_{\text{ВЫХ}}}{V_{\text{ВХ}}} = \frac{R_F}{R_S} \quad (57)$$

Принимаем входное напряжение равное 600В, выходное 3,3В, а $R_F = 10\text{кОм}$. тогда:

$$R_S = R_G = \frac{V_{\text{ВХ}}}{V_{\text{ВЫХ}}} * R_F = \frac{600}{3,3} * 10 * 10^3 = 1800\text{кОм}. \quad (58)$$

В схеме будут использоваться четыре последовательно соединенных резистора с общим сопротивлением близким к 1800кОм. Такое решение уменьшает проходящий ток через каждый резистор, тем самым требует от резисторов меньшую мощность. Выберем с запасом 4 резистора по 619кОм и общим сопротивлением 2476кОм. Тогда коэффициент усиления составит:

$$k_y = \frac{R_F}{R_S} = \frac{10}{2476} = 4,038 * 10^{-3}. \quad (59)$$

После подбора резисторов и расчета коэффициента деления, можно посчитать какое напряжение будет поступать на вход АЦП после масштабирования. Самое главное, что это напряжение будет в пределах диапазона измерений АЦП. Электрическая схема платы управления представлена в Приложении 5.

5.1.4. Платы драйверов

В модели имеются 4 одинаковых платы с модулями драйверов по одной на каждую стойку. На плате драйвера располагается сам драйвер, два оптоприемника, разъем для питания и разъемы для присоединения к затворам транзисторов. Электрическая схема платы представлена в Приложении 5. Драйвер МД2180П-Б (рисунок 57) от российского производителя «ЭЛЕКТРУМ АВ» предназначен для управления двумя мощными транзисторами с напряжением до 1,7кВ [179].



Рисунок 57 – Модуль драйвера МД180П-Б1

На плате установлены два оптоволоконных приемника HFBR-2522 (рисунок 58), которые по оптоволоконному кабелю соединяются с передатчиками на плате управления. На схеме они обозначены VD1 и VD2.



Рисунок 58 – Оптоволоконный приемник HFBR-2522

Приемники питаются от напряжения 5В. Для этого на плате установлен стабилизатор напряжения L78M05ABDT, получающий с платы питания 15В и выдающий на выходе 5В. На схеме он обозначен DA2 [180].

5.1.5. Силовая часть

Силовая часть состоит из источника постоянного напряжения, четырех IGBT модулей, в состав которых входит два IGBT транзистора, нагрузка, соединенная по схеме «звезда» и снабберные конденсаторы [176]. IGBT модули X2G400TD06P3 состоят из двух IGBT транзисторов, образующих полумост. Каждый модуль подключен к плате драйвера. На рисунке 59 показаны внешний вид и схема модуля.

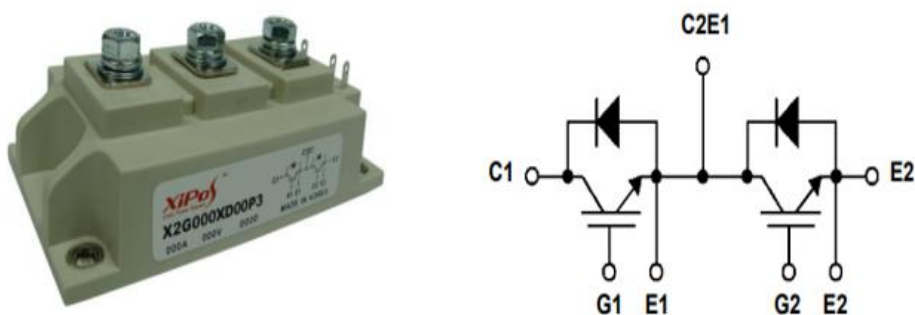


Рисунок 59 – IGBT модуль X2G400TD06P3

В схеме модуля находится обратный диод. Модуль рассчитан на напряжение 600В и ток 400А. Выход коллектора первого транзистора (C1) соединяется с плюсовой шиной, эмиттер второго с минусовой шиной, к общему выводу (C2E1) подключается нагрузка. К выходам затворов (VT1, VT2) подключаются выходы с драйвера, который посылает управляющие сигналы [182]. Параллельно с полумостом подключаются снабберные конденсаторы. Дело в том, что при работе любого импульсного преобразователя на транзисторах возникают импульсные токи и напряжения, это может приводить к пробое коллектор-эмиттер и выводить из строя всю систему. Для системы в данной работе были выбраны снабберные конденсаторы типа b32656s с номинальной емкостью 1мкФ.

5.1.6. Алгоритм

Управление ключами происходит при помощи микроконтроллера STM32F303VCT6, включённого в схему платы управления. Микроконтроллер отправляет сигналы на драйвер, который в свою очередь подает напряжение на затвор

транзистора. Чтобы зафиксировать несимметрию на АЦП микроконтроллера через делители напряжения на операционных усилителях приходят значения напряжения питания и напряжение между общей точкой и минусовой шиной питания.

5.1.7. Получение трехфазного переменного напряжения

Для формирования трехфазного переменного напряжения микроконтроллер, работая через драйверы, попеременно замыкает и размыкает транзисторы. Для этого таймер микроконтроллера с частотой 300Гц вызывает прерывания. За это отвечает таймер 6 микроконтроллера. Каждый раз, попадая в прерывания, Микроконтроллер размыкает один ключ и замыкает другой. Тогда частота, с которой произойдут 6 переключений, составит 50Гц – частота полученного напряжения. Измерение формы напряжения проводилось осциллографом FNIRSI 1014D. Картина фазного напряжения показана на рисунке 60.

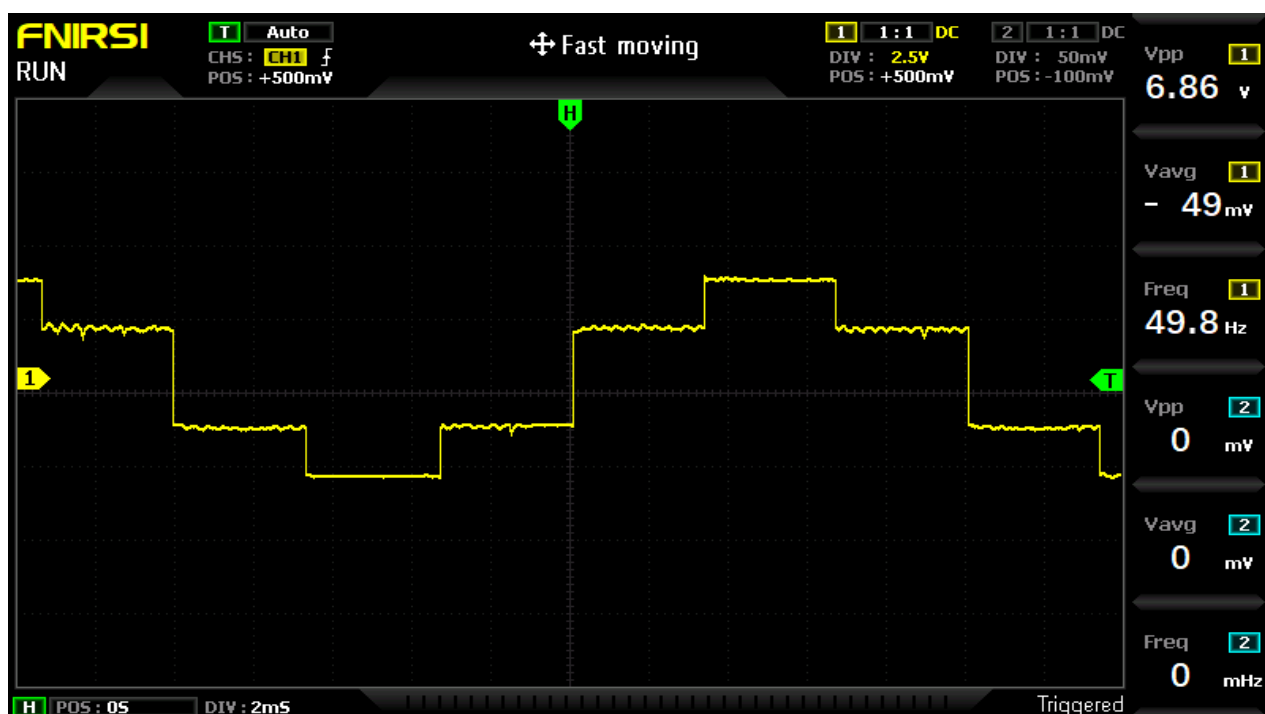


Рисунок 60 – Фазное напряжение при симметричной нагрузке

На рисунке 61 представлена блок-схема алгоритма управления для получения трехфазного переменного напряжения.

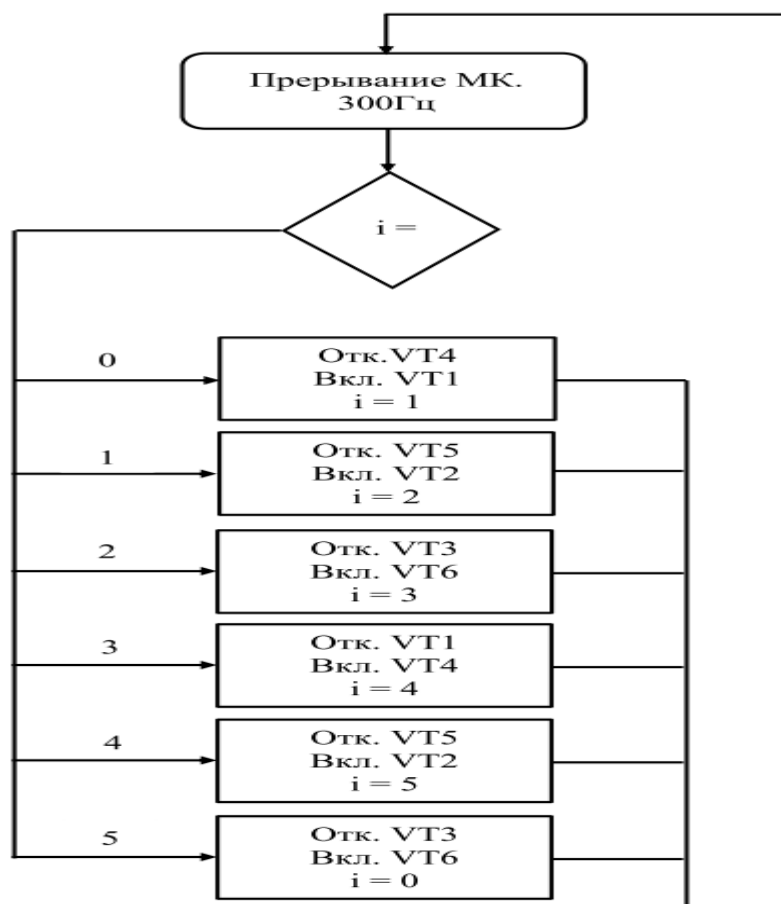


Рисунок 61 – Блок схема алгоритма управления транзисторами

5.1.8. Определение несимметрии

Микроконтроллер получает значения напряжения питания и обратной связи через делитель с коэффициентом деления 246,7. При симметричной нагрузке напряжение обратной связи будет составлять 1/3 или 2/3 от напряжения питания. Зная момент, когда какое значение должно принимать напряжение обратной связи, можно сравнить показания действительного напряжения с напряжением питания, умноженным на 1/3 или 2/3. При работе инвертора наблюдаются небольшие колебания напряжения, поэтому для предотвращения ложного срабатывания на несимметрию зададим коридор допустимых значений $\pm 5\%$ от предполагаемого напряжения. На рисунке 62 представлен график при симметричной нагрузке, на котором изображен коридор допустимых отклонений по напряжению.

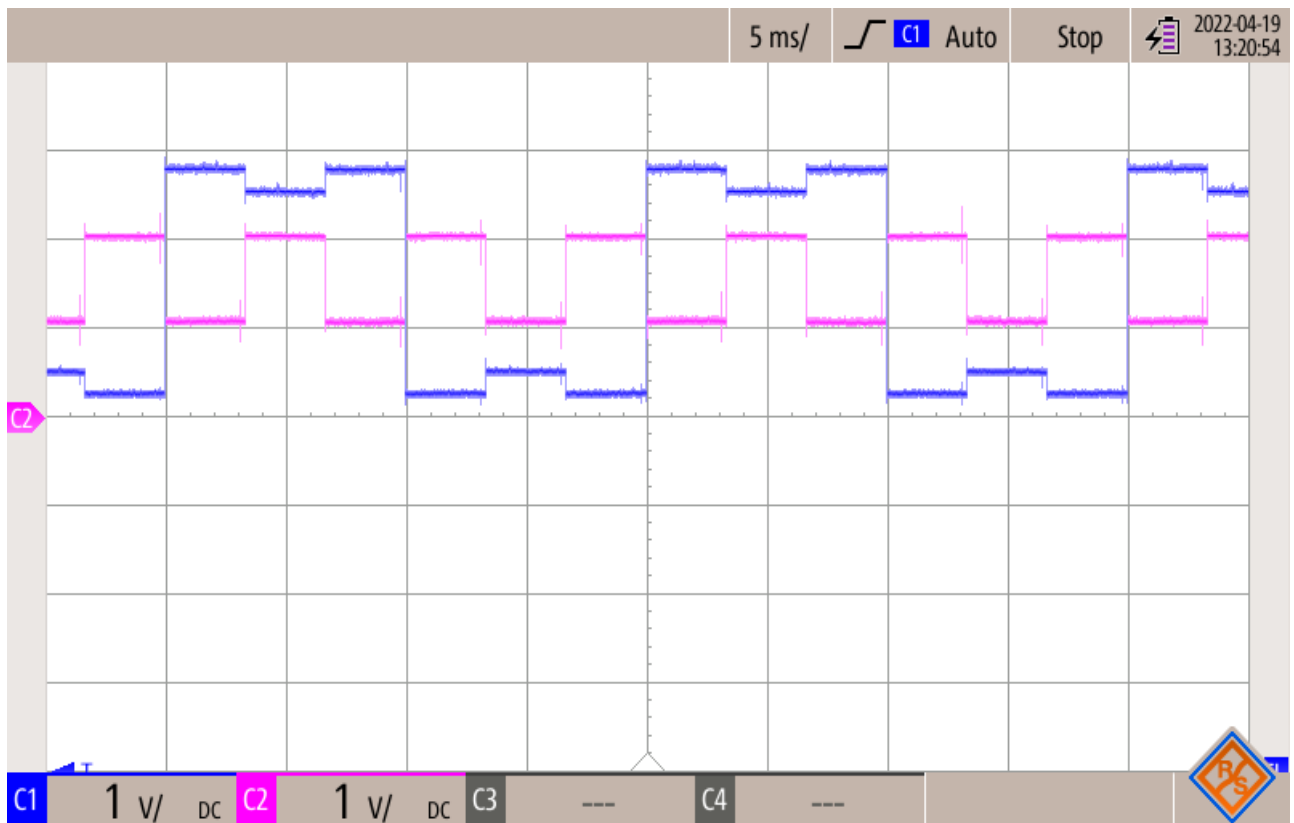


Рисунок 62 – Напряжение нулевой точки относительно шины минус источника питания при симметричной нагрузке

При выходе за допустимые значения МК будет считать, что подключена несимметричная нагрузка. При напряжении в 220В допустимые значения будут от 210 до 230В. Разность между значениями 10В. Микроконтроллер STM32F303VCT6 обладает 12-битным АЦП, следовательно, после оцифровки получатся числа в пределах от нуля до 212. Напряжению 3,3В после делителя соответствует максимальное значение в регистре АЦП, тогда значению 10В до делителя будет соответствовать число: ≈ 50 . Сравнивая оцифрованные значения напряжений, будем считать, что допустимые значения разности между действительным напряжением обратной связи и напряжением, полученным от умножения напряжения питания на $1/3$ или $2/3$, составляют ± 50 . Для определения симметричности напряжения один раз в секунду будет происходить проверка. Проверка происходит следующим образом: на 25мкс отключается четвертая стойка и, если по их истечению напряжение ОС находится в допустимых пределах, то напряжение считается симметричным.

5.2. Настройка и программирование микроконтроллера

Настройка микроконтроллера STM32F303VCT6 происходит в двух программах: STM32CubeMX и IAR Embedded Workbench. В первой происходит настройка периферии такой, как таймеры, порты ввода-вывода, АЦП, ЦАП. Также в CubeMX настраивается частота тактирования всего микроконтроллера. Во второй же программе происходит написание кода и «прошивка» этого кода в микроконтроллер. Для отладки и проверки работы программы использовалась программа STMStudio.

5.2.1. Настройка в CubeMX

Настройка микроконтроллера для любой программы начинается с настройки частоты тактирования. Источником тактирования выбран внешний кварцевый резонатор. Для его выбора необходимо во вкладке RCC для High Speed Clock (HSE) выбрать Crystal/Ceramic Resonator. На рисунке 63 показан выбор источника тактирования.

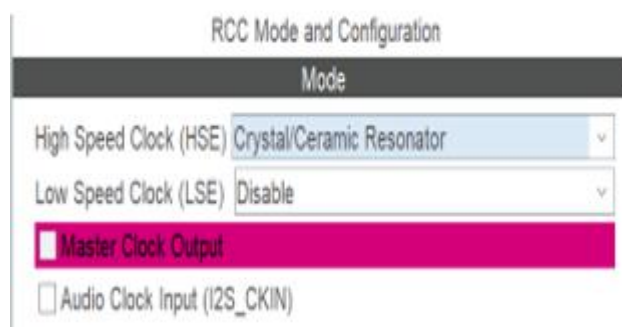


Рисунок 63 – Выбор источника тактирования микроконтроллера

Внешний кварцевый резонатор подключается к ножкам OSC_IN и OSC_OUT микроконтроллера и обладает высокой стабильностью частоты во время работы. Встроенный в МК генератор имеет частоту 8МГц и запускается автоматически при появлении питания на микроконтроллере. Недостатком работы внутреннего генератора является низкая стабильность частот. Сильно влияет на погрешность температура, которая может увеличиваться во время работы микроконтроллера. Погрешность в таких случаях может достигать 0,5 – 0,8МГц.

При использовании внутреннего PLL умножителя погрешность также умножается. Во вкладке настройки тактирования выставляем входную частоту внешнего генератора (HSE) 8МГц. Далее выставляем значение внутреннего умножителя тактовой частоты (PLL) равное «× 9», тем самым увеличивая частоту в 9 раз и получая в итоге 72МГц. Внутренний умножитель способен увеличить частоту одного из двух источников: внешнего генератора (HSE) и встроенного генератора (HSI). На рисунке 64 показаны выборы коэффициентов.

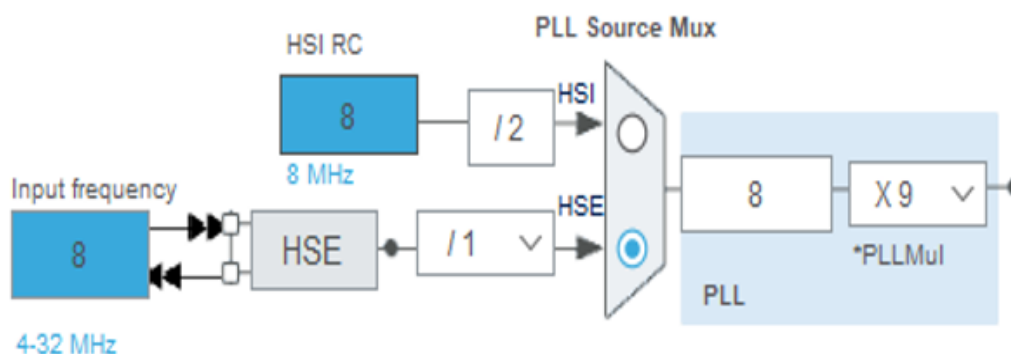


Рисунок 64 – Настройка множителя частоты

Следующим шагом выставляем источник системной тактовой частоты. На панели «System Clock Mux» необходимо выбрать «PLLCLK». Тем самым поставив источником частоту, настроенную во внутреннем умножителе PLL. Далее системная тактовая частота проходит через делитель для шины АНВ (Advanced High-performance Bus – расширенная высокопроизводительная шина). Этот делитель связывает системную тактовую частоту с частотой периферии. Настройка частоты тактирования периферии и системной частоты показана на рисунке 65.

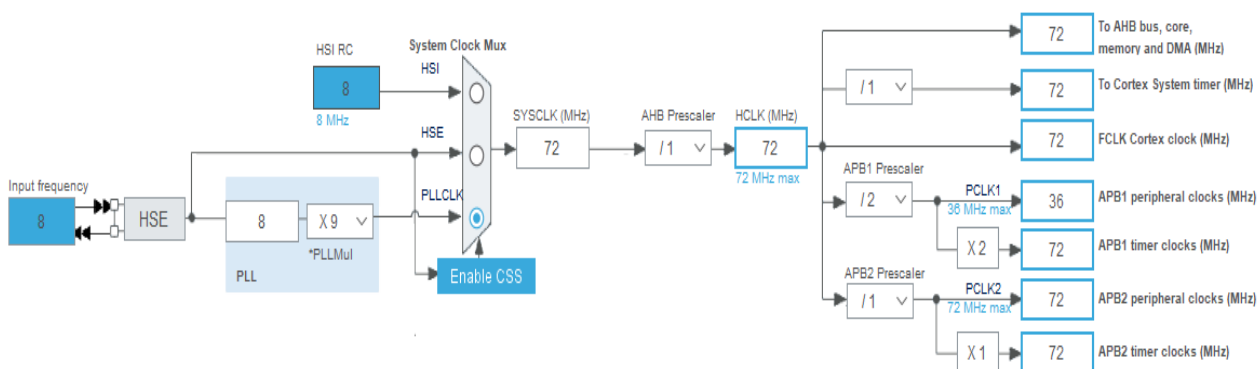


Рисунок 65 – Настройка тактирования периферии

Шина тактовой частоты периферии называется APB (Advanced Peripheral Bus – Расширенная Шина периферии). Эта шина делится на две: APB1 и APB2. На этих шинах находятся некоторые системные таймеры, порты ввода-вывода, контроллеры шины I2C, контролер прямого доступа в память (ПДП или DMA). Таймер 1, таймер 8, а также АЦП имеют собственные делители частоты, установленные после PLL умножителя (Рисунок 66). Полная схема настройки тактирования микроконтроллера показана в Приложении 5. На этом настройка частоты тактирования в программе CubeMX закончена.

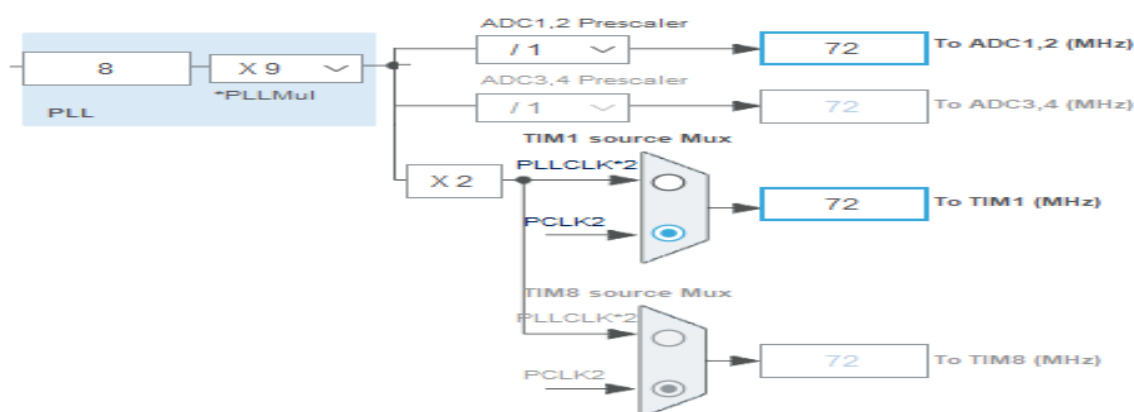


Рисунок 66 – Настройка тактовой частоты таймеров и АЦП

5.2.2. Порты ввода-вывода

Микроконтроллер STM32F303VCT6 имеет 96 программируемых портов ввода-вывода. Порты используются периферией, например, входы сигнала АЦП, также могут являться источником опорного напряжения 3,3В. Для того чтобы порт работал в режиме вывода необходимо задать ему тип GPIO_Output. Для управления силовыми ключами нам необходимо 8 портов, которые работали бы на вывод. По схеме в Приложении 5 видно, что это выводы: PE8, PE10, PE12, PB1, PA8, PA9, PA10, PC8. Каждому из них присвоен режим работы «на вывод». Также на схеме присутствует светодиод, он подключен к выводу PE6. Каждому выводу присваивается начальный уровень: высокий или низкий.

Высокий соответствует наличию напряжения на ножке микроконтроллера, низкий его отсутствию. Кнопка подключена к выводу PA1. Ему присвоен режим

GPIO_Input, так как он принимает сигнал. Для удобства программирования выходов были присвоены метки. Все настройки портов ввода-вывода сведены в таблицу 5.2.2.1.

Таблица 5.2.2.1 – Настройка портов ввода вывода

Имя вывода	Метка пользователя	Начальный уровень	Назначение
PA8	VT1	Высокий	Ключ VT1
PA9	VT3	Высокий	Ключ VT3
PA10	VT5	Высокий	Ключ VT5
PB1	VT8	Высокий	Ключ VT8
PC8	VT7	Высокий	Ключ VT7
PE6	ind	Низкий	Светодиод
PE8	VT4	Высокий	Ключ VT4
PE10	VT6	Высокий	Ключ VT6
PE12	VT2	Высокий	Ключ VT2
PA1	–	–	Кнопка

5.2.3. Настройка таймеров в программе CubeMX

Таймер-счетчик микроконтроллера – одно из самых важных периферийных устройств. Такие таймеры присутствуют во всех микроконтроллерах вне зависимости от производителя и семейства. В различных МК может присутствовать разное количество таймеров с разной разрядностью и дополнительными функциями. В микроконтроллере STM32F303VCT6 установлено 10 независимых таймеров. Из них используется 3. Таймер 6 (TIM6) – 16-битный таймер с программируемым делителем частоты, возможностью автоматического сброса. Таймер 6 генерирует прерывания для переключения состояния ключей. При 180-градусной коммутации существует 6 комбинаций ключей, которые переключаются по порядку. В каждом прерывании Таймера 6-я комбинация будет переключаться на следующую. Для формирования переменного напряжения с частотой 50Гц необходимо, чтобы все 6 комбинаций переключались с частотой 50Гц. Тогда частота переключений составит: $f_{перек} = 300\text{Гц}$. Исходя из этого, необходимо настроить таймер на частоту срабатывания прерываний 300Гц. Для этого рассчитывается значение, записываемое в ре-

гистр автоматической перезагрузки таймера счетчика (ARR – Auto-Reload Register) и выбирается коэффициент делителя частоты (PSC – Prescaler). Тактовая частота микроконтроллера для таймера 6 задается шиной APB1 и равняется 72 МГц. Делитель частоты имеет 16-битный регистр и может содержать значения от 0 до 65535. Регистр перезагрузки также является 16-битным. Значение делителя выбрано равным 60. Тогда формула для расчета значения регистра автоматической перезагрузки примет следующий вид:

$$ARR = \frac{f_{MK}}{PRC * f_{перек}} = \frac{72 * 10^6}{60 * 300} = 4000.$$

В регистр ARR записывается число 4000, в регистр делителя PSC – 60. Тогда получается таймер, прерывания которого происходят на частоте 300 Гц. Также для таймера выбираем метод счета «вверх». Это значит, что в регистре счета число будет увеличиваться. На вкладке настройки прерываний включаем прерывание таймера 6. Настройка таймера показана на рисунке 67. Запись числа делителя обладает одной особенностью. Чтобы не делить частоту (т.е. делитель равен 1) в регистр PSC записывается число 0. Соответственно, чтобы разделить частоту в 60 раз, необходимо записать число 59.

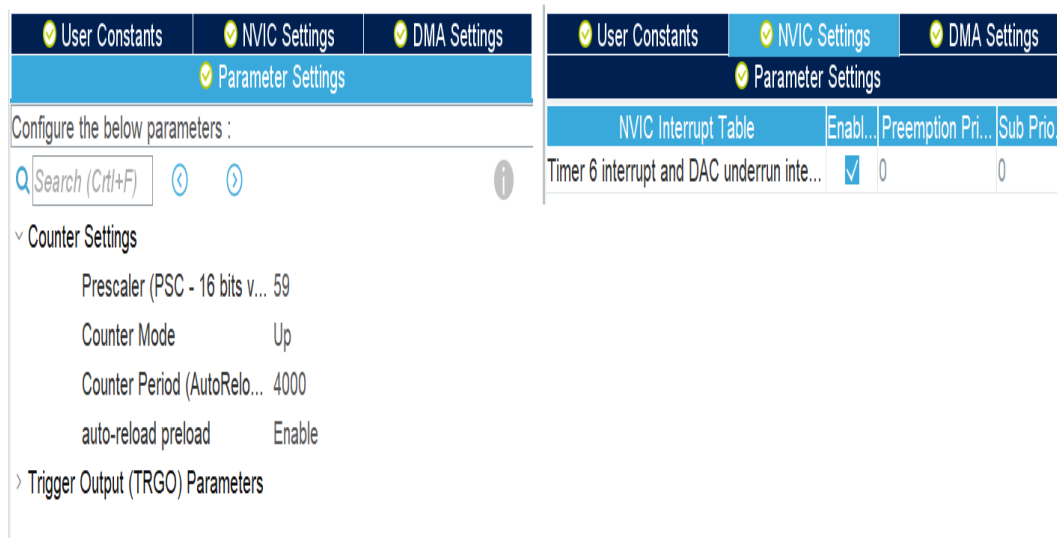


Рисунок 67 – Настройка таймера 6

Таймер 7 (TIM7) идентичен по своим характеристикам таймеру 6. Он служит для задержки при переключениях. Необходимо его настроить таким образом, чтобы период прерываний равнялся 1 секунде. Соответственно, частота прерываний таймера будет 1Гц. Делитель выбран равным 7200, тогда число перезагрузки будет равно:

$$ARR = \frac{f_{MK}}{PRC * f_{nper}} = \frac{72 * 10^6}{7200 * 1} = 10000.$$

На вкладке настройки прерываний включаем прерывание таймера 7. Настройка таймера показана на рисунке 68.



Рисунок 68 – Настройка таймера 7

Таймер 1-й называется расширенным таймером, так как обладает дополнительными функциями. В программе он используется как триггер для АЦП. Чтобы выставить частоту, с которой будет производиться расчеты АЦП, необходимо выставить частоту срабатывания прерываний таймера и в параметрах триггеров выставить «Update Event». АЦП будет работать на частоте 20кГц. Значение делителя будет равным 72, регистра перезагрузки 50. Настройка показана на рисунке 69.

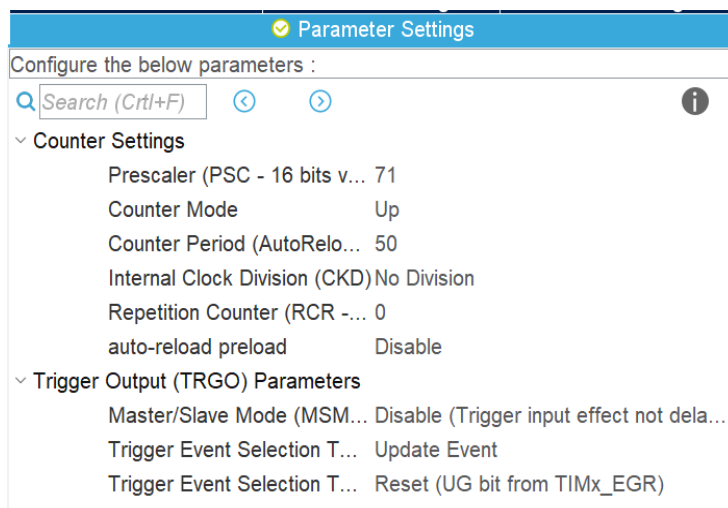


Рисунок 69 – Настройка таймера 1

5.2.4. Настройка АЦП

Аналого-цифровой преобразователь применяется для оцифровки значений напряжений питания и обратной связи. АЦП микроконтроллера является 12-битным, десятиканальным. Напряжение обратной связи подключено к 7 каналу АЦП1, напряжение питания, к 9 каналу АЦП1. Режим АЦП выбран «Scan Mode». В этом режиме необходимо запустить АЦП, после этого АЦП сканирует группу подключенных каналов и ждет следующего сигнала от таймера 1, чтобы начать сканировать. К АЦП подключена функция прямого доступа в память (ПДП). После получения данных с каналов АЦП, ПДП отправляет эти значения в память, где к ним можно обратиться как к переменным. В данной программе используются два регулярных канала, поэтому необходимо настроить преобразование. Во вкладке `ADC_Regular_Conversion_Mode` разрешается этот метод преобразования, выставляется количество каналов, необходимо выставить 2, а также источник запуска преобразований. Источником запуска преобразований служит триггер таймера 1. Настройка ПДП заключается в выборе направления передачи данных. Для АЦП необходимо выбрать направление от периферийного устройства в память (Peripheral To Memory). Режим работы ПДП выбран циклический, чтобы не приходилось каждый раз запускать отправку данных. Настройка АЦП и ПДП показана в Приложении 5.

5.2.5. Программирование микроконтроллера

Программирование микроконтроллера STM32F303VCT6 осуществляется в программе IAR Embedded Workbench. IAR – многофункциональная среда разработки приложений на базе языков C и C++ для многих микроконтроллеров от разных производителей. Пакет разработчика IAR обладает рядом преимуществ таких как:

- удобный интерфейс;
- оптимизированная генерация кода;
- транслятор ассемблера;
- симулятор и отладчик кода.

Написание кода происходило в несколько этапов. На первом этапе был написан алгоритм управления ключами для создания переменного напряжения. Также написан код для обработки нажатия на кнопку, который запускает и останавливает инвертор. На втором этапе была настроена и отлажена работа АЦП. После второго этапа в программе STMStudio отслеживались значения необходимых напряжений. На четвертом этапе подключалась четвертая стойка транзисторов, был написан код алгоритма исправления несимметрии. На пятом этапе происходила подборка времени задержек, количество пропуска циклов, общая отладка. Код написан на языке “C” с использованием библиотеки LL. LL (Low Level) -это низкоуровневая библиотека, облегчающая работу с регистрами.

5.2.6. Переменные

В коде программы присутствует множество переменных, объявленных в разных функциях. В таблице 5.2.6.1 приведены основные переменные, используемые в процессе написания программы.

Таблица 5.2.6.1 – Используемые переменные

Имя переменной	Тип	Место определения	Назначение
i	Uin8_t	Глобально	Указывает какая комбинация ключей замкнута
Bt	Uin8_t	Глобально	Переменная-флаг, меняется при нажатии кнопки
Pause	Uin8_t	Глобально	Переменная-флаг, показывающая остановку инвертора
Uvh	Unsigned short	Глобально	Значение входного напряжения
Uoc	Unsigned short	Глобально	Значение напряжения ОС
Zoc	Float	Глобально	Целевое значение напряжения обратной связи

5.2.7. Главный исполнительный файл main.c

Код программы находится в двух файлах: основном (main.c) и файле прерываний. В главном файле находится функция main, с которой начинается исполнение микроконтроллером пользовательского кода. Также в главном файле находятся функции настройки периферии и частоты тактирования, которые автоматически генерирует программа Cube MX после выбора необходимых параметров. Код программы приведен в Приложении 5. Код в функции main начинается с вызова автоматически сгенерированных функций настройки периферии, такой как:

- Порты ввода-вывода;
- ПДП;
- Таймеры 1, 6, 7;
- АЦП.

Пользовательская часть кода в главном файле находится в функции main. В ней происходит окончательная настройка АЦП и его запуск, настройка таймеров и их запуск, настройка ПДП и его совместная работа с АЦП. В конце функции идет бесконечный цикл «while», ожидая работу по прерываниям.

5.2.8. Файл прерываний STM32_it.c

В файле прерываний находятся заголовки прерываний и код, написанный пользователем в этих заголовках. Этот файл служит для выполнения функций, которые вызываются при каком-либо прерывании. Прерывание – это аппаратный вызов функции при определённом событии. При прерывании останавливается выполнение программы и переход на функцию обработки прерывания. Эта функция называется обработчик прерывания. События для прерывания могут вызывать разные периферийные устройства: таймеры, АЦП, ПДП. Один обработчик прерывания может быть вызван по нескольким событиям, поэтому в самом начале обработчика идет проверка флага прерывания. Флаг прерывания – эти бит в регистре прерываний периферийного устройства.

Флаг может быть «поднят» только конкретным событием. Код программы приведен в Приложении 5. В начале кода прерываний выполняется объявление переменных. К переменным заданным вне функции можно обратиться из любой функции, и при выходе из функций переменная остается в памяти со своим значением. Если же переменная объявлена внутри функции, при выходе из нее переменная будет удалена из памяти. После объявления переменных идет код обработчика внешних прерываний. Это прерывание происходит по событию изменения уровня на ножке PA1 микроконтроллера. На эту ножку подключена кнопка, поэтому можно сказать, что прерывание происходит при нажатии на кнопку, расположенную на плате.

Вначале проверяется флаг внешнего прерывания по первой линии, на которую подключена ножка PA1. Далее код делится на две части, при помощи условного оператора «if». Если кнопка нажата впервые после подачи сигнала, выполняется первая часть, если нажать второй, выполнится вторая часть, третий – первая и так далее. Это разделение происходит благодаря переменной-флагу «bt», которая меняет свое значение при нажатии. При запуске программы флаг равен 0. При срабатывании прерывания, когда bt равен нулю, запускается таймер 6, перед этим разрешается прерывание по нему. Далее значения портов, отвечающих за управление

силовыми транзисторами, устанавливаются в первое положение, а переменная «i» приравнивается 1. После этого запускается таймер 7, отвечающий за проверку на симметричность. Если условие «bt = 0» не выполняется при вызове функции прерывания, таймер 6 останавливается, а все выводы, отвечающие за открытие, закрытие ключей устанавливаются на верхний уровень, тем самым размыкая все ключи. Следующим идет прерывание по таймеру 6. Это прерывание отвечает за формирование трехфазного переменного напряжения. В этом прерывании отдаются команды по открытию и закрытию транзисторов в силовой части. Код прерывания состоит из условного оператора «switch (case)». Переменная, записанная в «switch» сравнивается со всеми значениями, записанными в «case» и при совпадении выполняет соответствующую функцию. Всего представлено 6 вариантов для переменной «i» (от 0 до 5). В каждом варианте выполняется приравнивание переменной «i» значения следующего варианта, а также замыкание одного ключа и размыкание другого. После этого оператора происходит сброс двух счетчиков, отвечающих за паузы в управлении четвертой стойкой транзисторов при переключениях. В конце сбрасывается еще один счетчик, если при проверке на симметрию флаг «simetr» был поднят. В прерывании таймера 7 происходит лишь обнуление переменной-счетчика. Эта переменная отвечает за проверку системы на симметрию. Последним обработчиком прерывания является обработчик прерывания ПДП. Прерывание происходит при выполнении переноса данных из АЦП в память микроконтроллера. В этом прерывании производится основной расчет и оценка состояния системы. Первый условный оператор «if» проверяет флаг прерывания. Далее переменным, содержащим значение напряжения питания и обратной связи, присваивается новое значение. Вторым оператор «if» проверяет значение переменной «i» и, исходя из значения, присваивает переменной задания по обратной связи новое значение. После этого рассчитывается разница между действительным значением обратной связи и целевым. Далее идет ряд условных операторов, делающих пропуски при переключении, при проверке на симметрию и определении симметрии. Далее идет блок условных операторов, отвечающих за симметрирование системы, тут отправляются команды для управления четвертой стойкой.

5.3. Работа полупроводникового преобразователя с дополнительным транзисторным полумостом при симметричной нагрузке

Произведем исследование трехфазного полупроводникового преобразователя с дополнительным транзисторным полумостом на описанном выше макете. В качестве первого шага рассматривается система управления выходным напряжением. Схема проверяется тем же исследованием, что и в соответствующем разделе предыдущей главы. После завершения этапа проектирования контроллера оцениваются характеристики трехфазного полупроводникового преобразователя с дополнительным транзисторным полумостом в установившемся режиме при различных условиях симметричной нагрузки и несимметричной нагрузки.

В ходе экспериментальных исследований производились измерения формы сигнала с помощью высокопроизводительных измерительных инструментов. Параметры системы управления, которые были настроены с помощью компьютерного моделирования в главе 5, используются на экспериментальной стадии. В экспериментах используются те же нагрузки и условия эксплуатации, что и описанные в предыдущей главе. Все результаты экспериментов с полупроводниковым преобразователем с дополнительным транзисторным полумостом, подключенным к симметричной нагрузке, приводятся для установившегося режима. На рисунке 70 показана форма фазного напряжения при симметричной нагрузке. На рисунке 71 показано напряжение нулевой точки относительно шины “минус” источника питания при симметричной нагрузке.

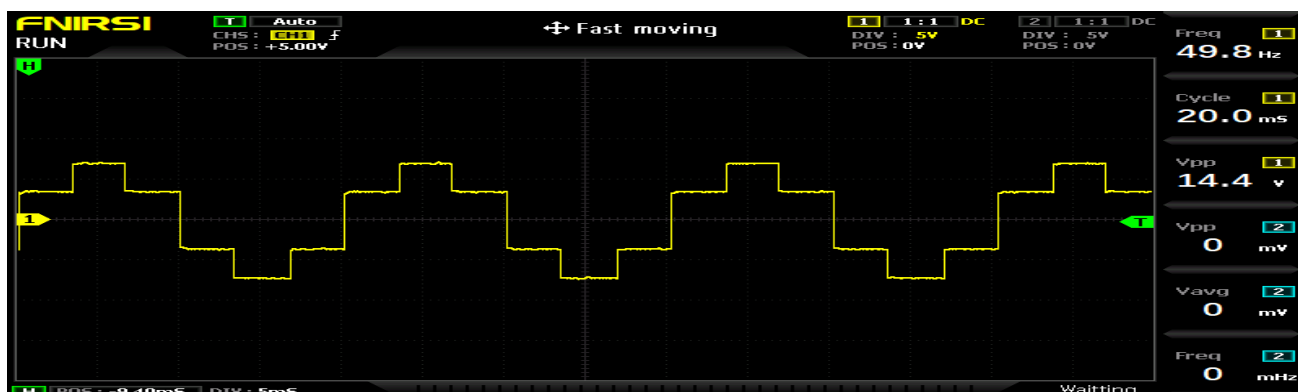


Рисунок 70 – Форма фазного напряжения при симметричной нагрузке

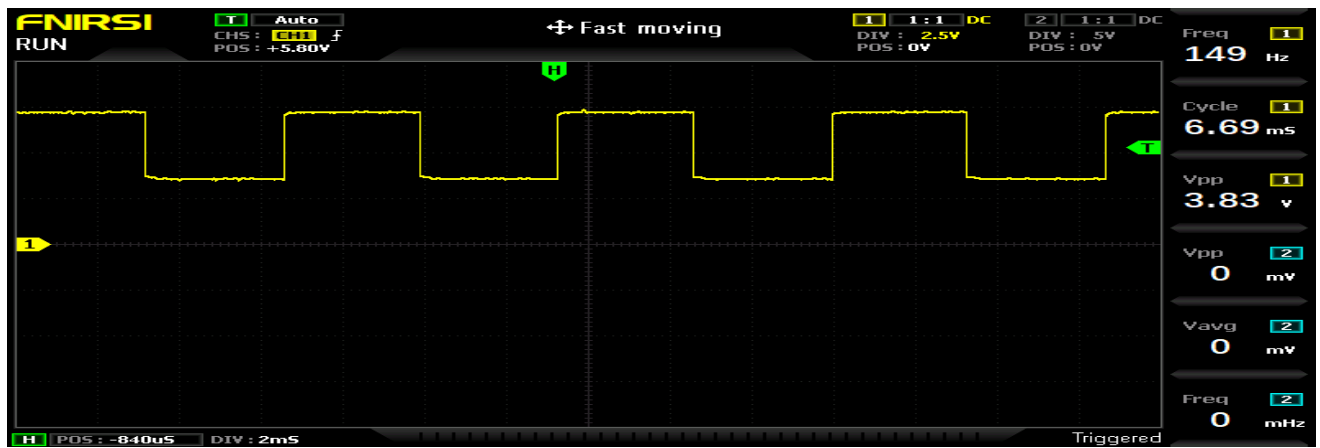


Рисунок 71 – Напряжение нулевой точки относительно шины “минус” источника питания при симметричной нагрузке

5.4. Работа полупроводникового преобразователя с дополнительным транзисторным полумостом при несимметричной нагрузке

В этом параграфе представлены экспериментальные результаты работы полупроводникового преобразователя с дополнительным транзисторным полумостом, демонстрирующие способность предлагаемой системы управления регулировать выходное напряжение преобразователя при несимметричной нагрузке. В условиях несимметричной нагрузки компоненты обратной и нулевой последовательности протекают по нейтральному проводу трехфазной четырехпроводной системы. В результате несимметрии выходные напряжения будут искажены. Система управления отвечает за обеспечение подачи выходного напряжения с минимальными искажениями. Для проверки работоспособности предлагаемого регулятора выходное напряжение полупроводникового преобразователя с ДопТП подключается на активно-индуктивную несимметричную нагрузку, параметры которой даны в таблице 4.2.1.

На рисунках с 72 по 75 показан выходной сигнал полупроводникового преобразователя с дополнительным транзисторным полумостом для случая несимметричной нагрузки. В соответствии с этим входное напряжение будет более искаженным, а коэффициент нелинейных искажений будет намного выше по сравнению с симметричной нагрузкой.

На рисунке 70 показано фазное напряжение полупроводникового преобразователя с дополнительным транзисторным полумостом, подключенным к симметричной нагрузке. Из рисунка 70 видно, что при симметричных нагрузках напряжение на выходе полупроводникового преобразователя не изменяется. Как показало моделирование, результаты при активной и активно-индуктивной нагрузке совпадают, поэтому в дальнейшем приводятся только результаты моделирования при активно-индуктивной нагрузке. В результате несимметричной нагрузки выходные напряжения будут несимметричны как показано на рисунке 72. В условиях несимметричной нагрузки напряжение нулевой точки относительно шины “минус” источника питания будет несимметричным, как показаны на рисунке 73.

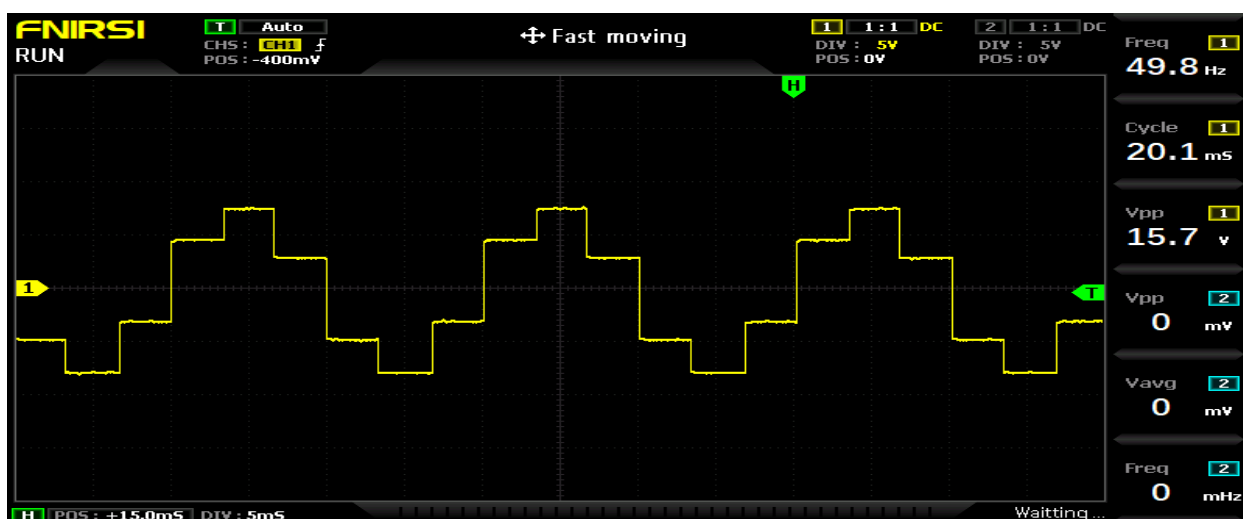


Рисунок 72 – Форма фазного напряжения при несимметричной нагрузке

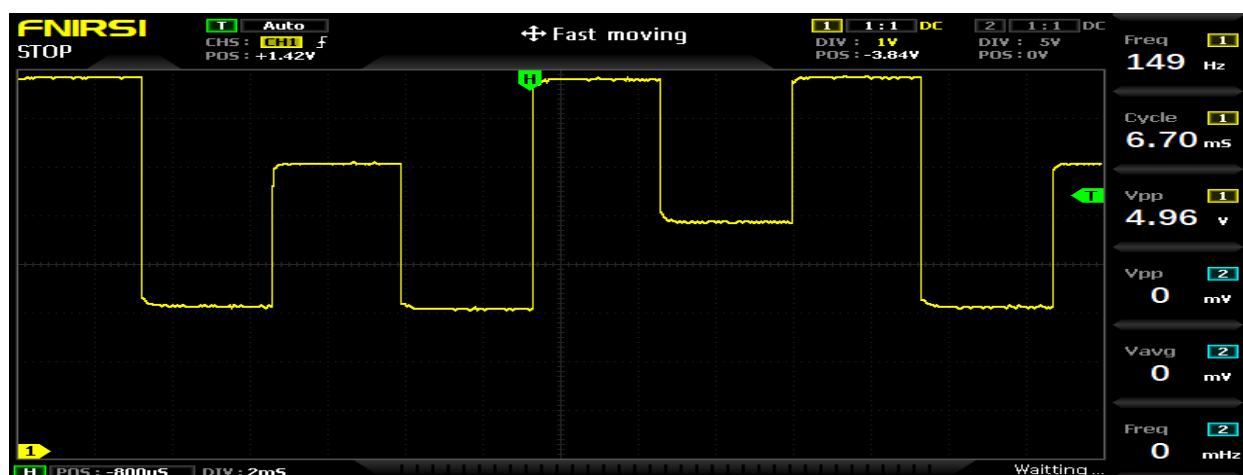


Рисунок 73 – Напряжение нулевой точки относительно шины “минус” источника питания при несимметричной нагрузке

Из рисунка 72 – 73 видно, что при несимметричной нагрузке у трехфазных выходных напряжений полупроводникового преобразователя и у напряжения нулевой точки относительно шины “минус” источника питания нарушается симметрия. В результате симметрирования при несимметричной нагрузке форма фазного напряжения и напряжение нулевой точки относительно шины минус полупроводникового преобразователя с ДопТП показываются на рисунках 74 и 75. При симметричной нагрузке форма фазного напряжения симметричной с значением во всех фазах 24В как показано на рисунке 74 при несимметричной нагрузке форма фазного напряжения с значение в фазах $A=24,45\text{В}$; $B=25\text{В}$; $C=25,50\text{В}$, как показано на рисунке 75. Симметрирование напряжение при несимметричной нагрузке в напряжении появляется спелески. Всплески отражает ту несимметрию в которой переключение ключей.

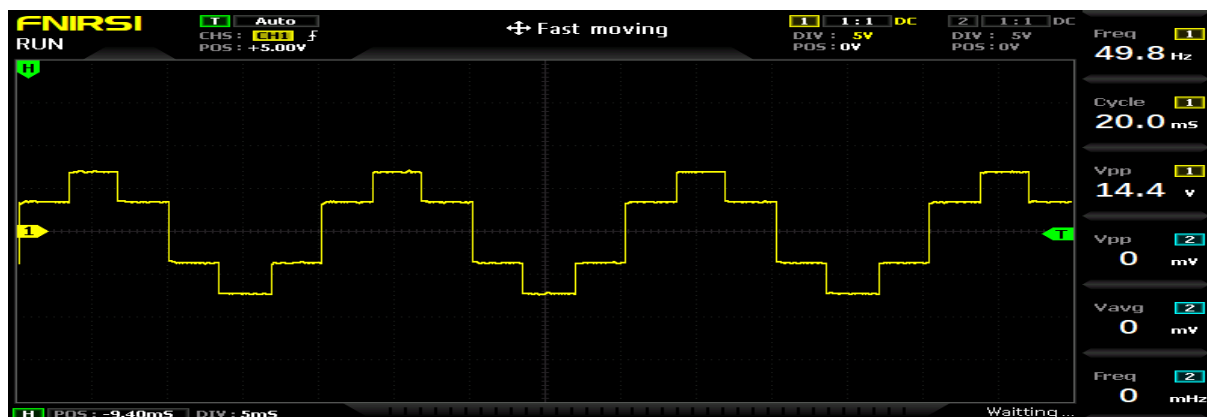


Рисунок 74 – Форма фазного напряжения после симметрирования

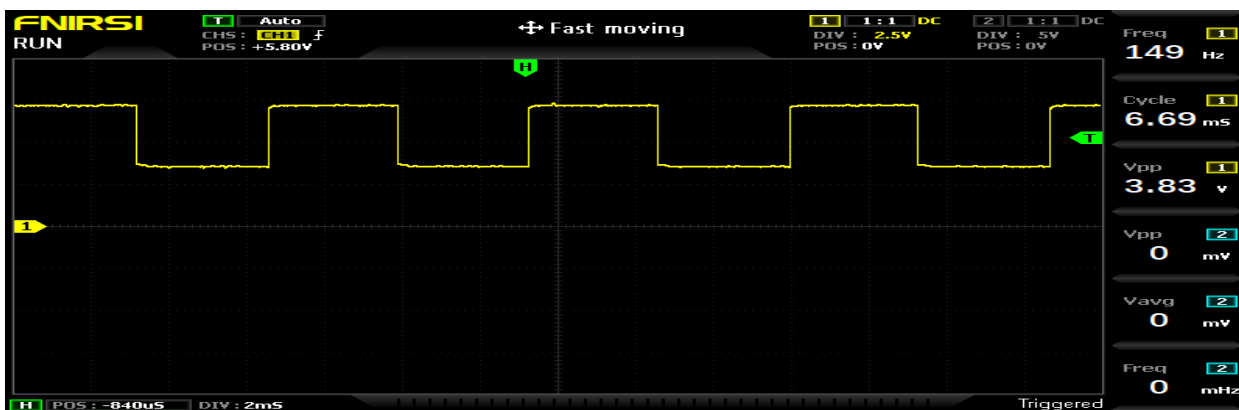


Рисунок 75 – Напряжение нулевой точки относительно шины “минус” источника питания после симметрирования

В трехфазной сети кроме несимметрии нагрузки в фазах возможны обрывы одной или двух фаз. Для проверки работоспособности полупроводникового преобразователя в условиях обрыва фаз при симметричной и несимметричной нагрузке были проведены эксперименты. Параметры для данного случая указаны в таблице 4.2.1: вторая строка показывает параметры нагрузки в момент обрыва одной фазы, строка 3 показывает параметры нагрузки в момент обрыва двух фаз. На рисунках 76 и 77 показаны результаты эксперимента релейного регулятора при симметрировании для полупроводникового преобразователя с ДопТП во время обрыва фазы “А”.

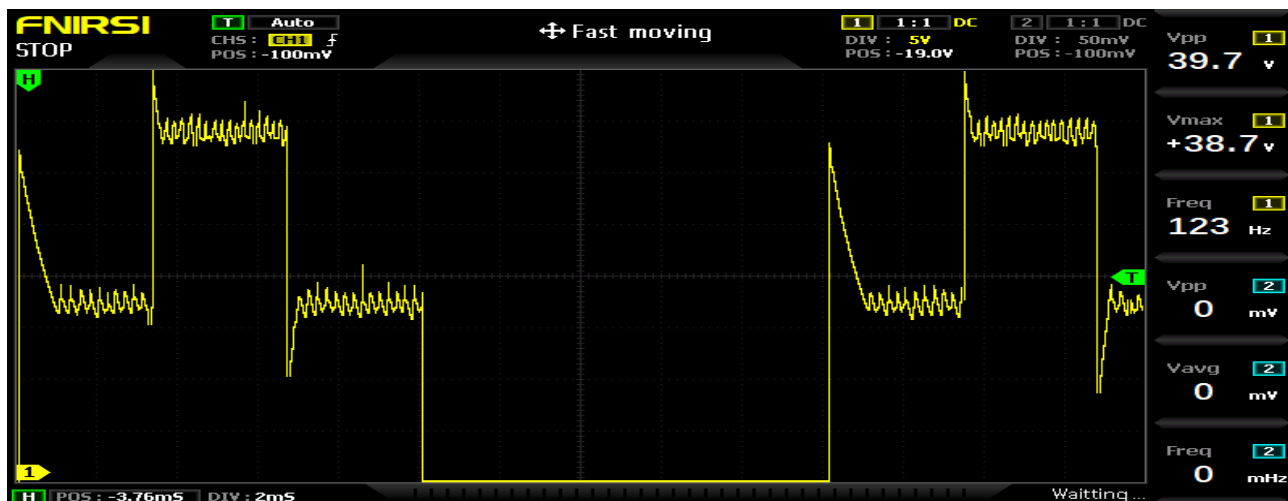


Рисунок 76 – Форма фазного напряжения питания при обрыве фазы “А”

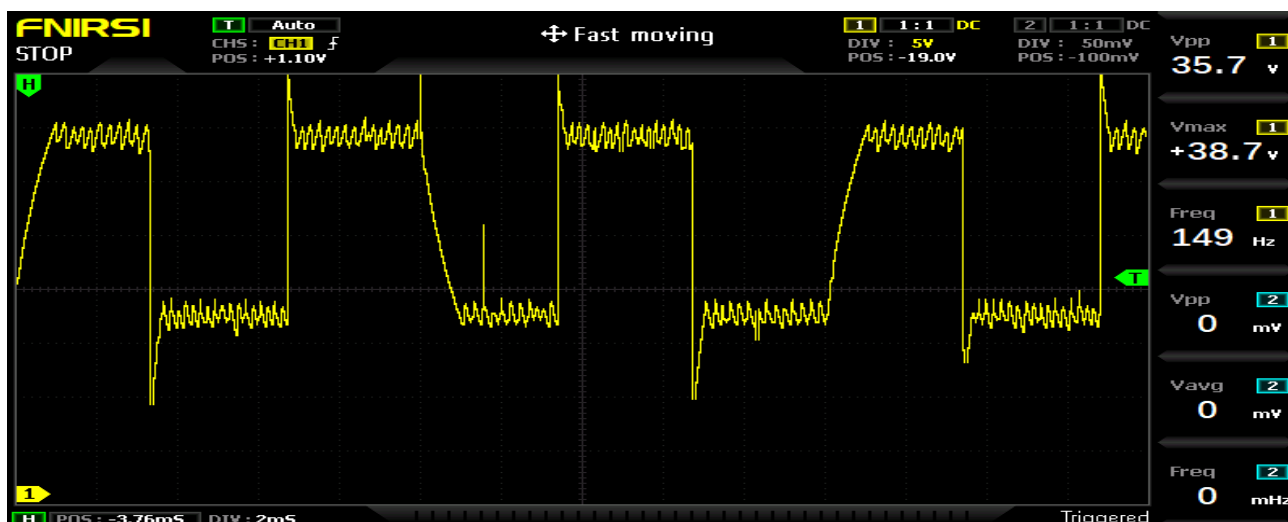


Рисунок 77 – Напряжение нулевой точки относительно шины “минус” источника питания при обрыве фазы “А”

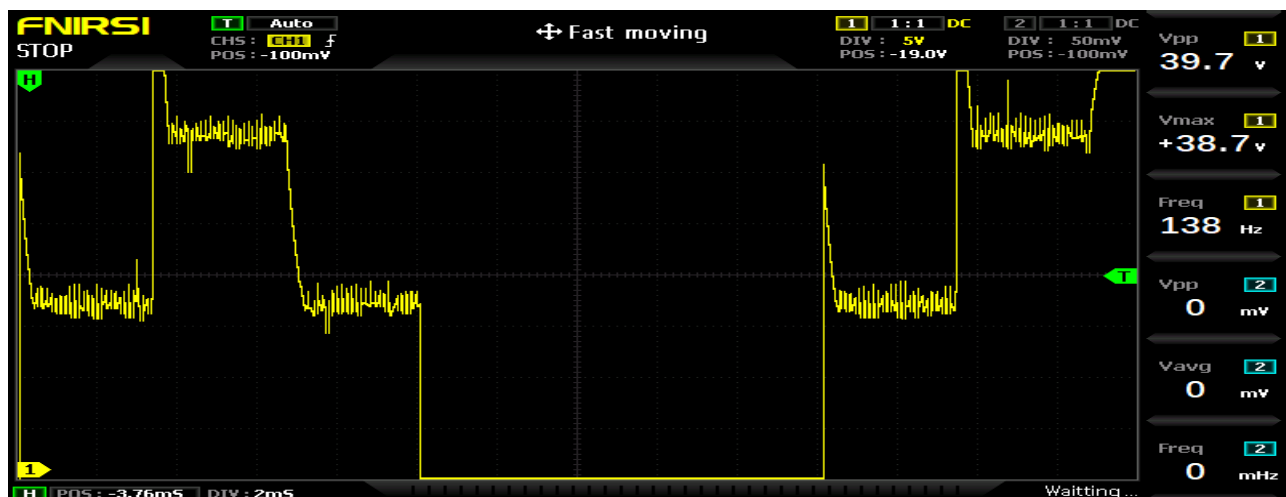


Рисунок 78 – Форма фазного напряжения фазы “С” при обрыве фазы “А” и фазы “В”

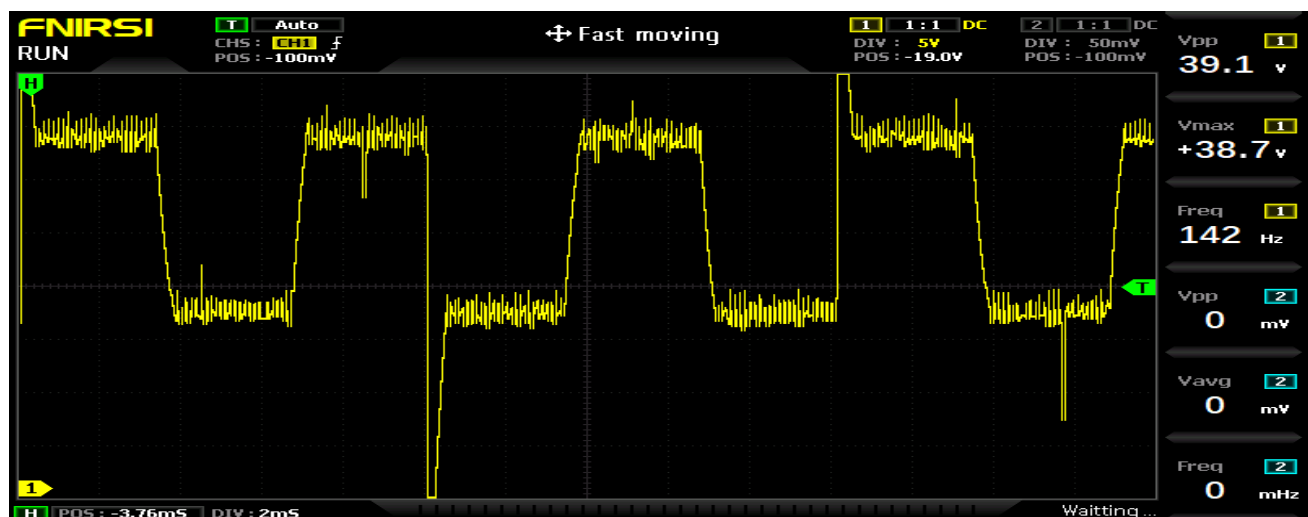


Рисунок 79 – Напряжение нулевой точки относительно шины минус источника питания при обрыве фазы “А” и фазы “В”

На рисунках 78 и 79 показаны результаты эксперимента релейного регулятора при симметрировании для полупроводникового преобразователя с ДопТП форма фазного напряжения фазы “С” во время обрыва фазы “А” и фазы “В”.

На рисунках 80 и 81 показаны результаты эксперимента релейного регулятора при симметрировании для полупроводникового преобразователя с ДопТП во время обрыва фазы “А” и при несимметричной нагрузке в фазах “В” и “С”.

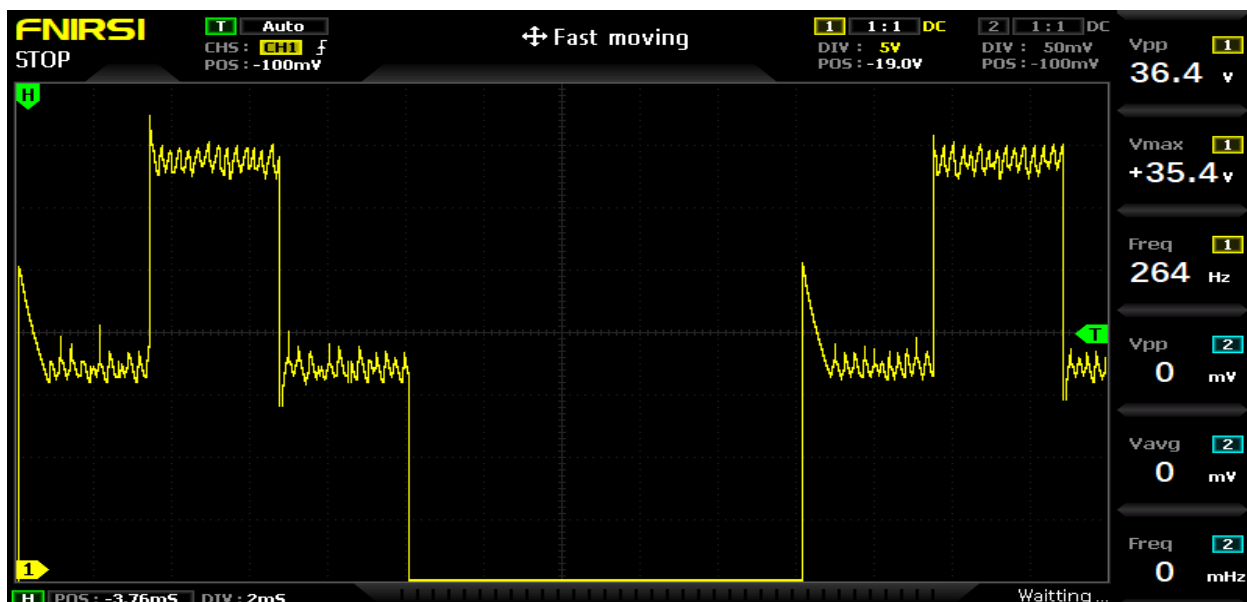


Рисунок 80 – Форма фазного напряжения питания при обрыве фазы “А” и несимметричной нагрузки в фазах “В” и “С”

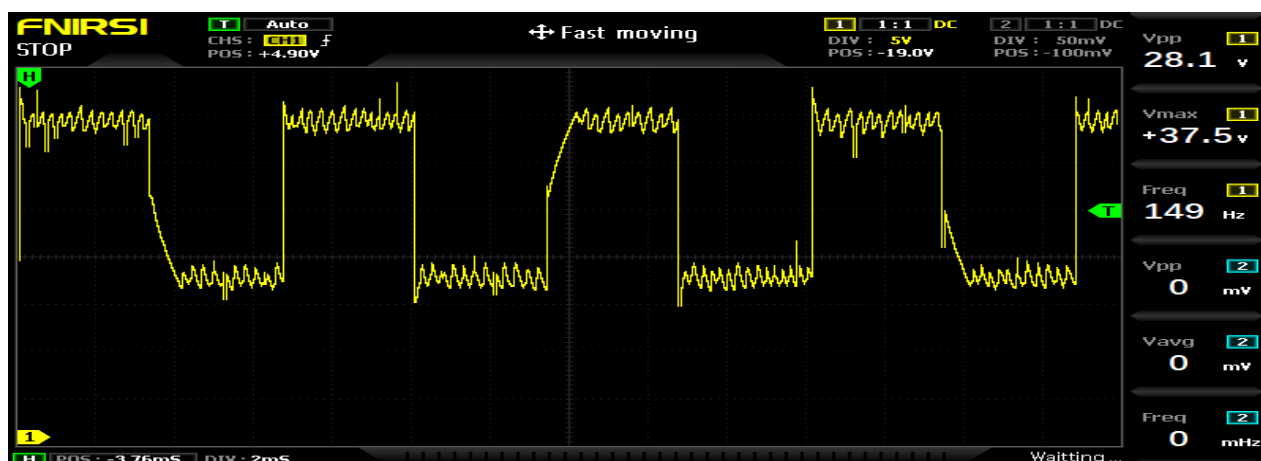


Рисунок 81 – Напряжение нулевой точки относительно шины “минус” источника питания при обрыве фазы “А” и несимметричной нагрузке в фазах “В” и “С”

Из рисунка 80 видно, что при обрыве фазы “А” с симметричной нагрузкой в фазах “В” и “С” на выходе полупроводникового преобразователя форма напряжения не вылет на других фазах. Результат эксперимента подтвердил, что симметрированием напряжения при несимметричной нагрузке с помощью дискретной тактовой коммутации силовых ключей можно реализовать входное напряжение, которое описывается синусоидой.

5.5. Оценка эффективности применения предлагаемого принципа симметрирования в трёхфазных преобразователях напряжения

Основной оценкой выбора того или иного решения является экономическая эффективность. После технических расчётов всегда возникает вопрос, стоимости. Зачастую бывает так, что новые, усовершенствованные технологии так и остаются в стадии проекта, а в производство идут более простые, но при этом менее затратные альтернативные варианты. Когда новые технологии, с лучшими характеристиками оказываются экономичнее предшествующим, это считается идеальным условием для выбора. В таблице 5.5.1 приведены типы и стоимость информационно - вычислительных комплектующих, необходимых для реализации традиционной и предлагаемой схемы симметрирования согласно рисунка 16 аналог и рисунка 22 реализуемы.

Таблица 5.5.1 – Смета расходов для разработка трёхфазных преобразователей напряжения

№	Параметр	Оборудование для реализации	Оборудование для аналог	Цена за шт. руб. коп.	Сумма оборудование для реализация	Сумма оборудование для аналога
1.	Платы питания	1	1	3392	3392	3392
2.	Платы управления	1	1	5392	5392	5392
3.	Платы драйверов	4	4	5000	20000	20000
4.	Оптоволоконные аксессуары и кабели	8	8	343,43	2747,44	2747,44
5.	Конденсатор	1	1	2800	2800	2800
6.	Снабберный конденсатор	8	8	513,65	4109,2	4109,2
7.	Силовые транзисторы	4	4	4500	18000	18000
8.	Дроссель	1	4	200	200	800
9.	Датчик напряжения	2	3	125	250	375
10.	Датчик тока	-	6	1030	-	6180
Сумма					56890,64	63795,64

В случае традиционных методов симметрирования, которые реализуются путём неоднократного координатного преобразования токов и напряжений, как это делается, например, при векторном управлении, приходится использовать специальные импортные процессоры, ориентированные на решение таких задач, а также много датчиков координат (фазных токов и напряжений). Для программирования таких процессоров потребуются и специальные импортные программы. В предлагаемой схеме алгоритмы управления и преобразования просты и не требуют дорогих быстродействующих процессоров. Также схема не требует большого количества датчиков. Из этой таблицы можно заключить, что преобразователь, реализующий предложенный принцип симметрирования, с точки зрения информационно-вычислительных комплектующих, оказывается на 10% процентов дешевле традиционного.

Выводы по главе 5

1. Разработана принципиальная схема и осуществлён макетный образец трёхфазного полупроводникового преобразователя напряжения, реализующего функции потактового дискретного симметрирования выходного напряжения. Проведён выбор комплектующих узлов и электронных элементов этой схемы. В совокупности это является основой для последующих практических разработок указанных устройств.

2. Экспериментальные исследования, проведённые на изготовленном в процессе выполнения работы макетном образце, подтвердили эффективность разработанного алгоритма дискретного потактового симметрирования.

3. Экспериментально подтверждена возможность симметрирования напряжения или поддержания его в заданных пределах на исправных фазах в случае выхода из строя одной или двух стоек инвертора или обрыва одного или двух фазных проводов сети.

4. Сравнение преобразователей напряжения, реализующих традиционные принципы симметрирования напряжения, описанных в гл. 3, с описанным в настоящей главе преобразователем с дискретной потактовой коммутацией, позволяет заключить следующее:

- по стоимости комплектующих элементов предлагаемый преобразователь оказывается дешевле на 10%;

- указанный преобразователь, в отличие от аналогов, может быть полностью реализован без использования импортных процессоров и без привлечения импортного программного обеспечения.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В процессе выполнения диссертационной работы был рассмотрен ряд теоретических и практических вопросов, связанных с развитием принципов построения энергетических комплексов для электроснабжения труднодоступных горных районов Таджикистана. К основным результатам работы можно отнести следующее:

1. Обоснована и выбрана структура МГЭС. Показано, что наиболее рациональным путём решения задач электроснабжения высокогорных, труднодоступных районов Таджикистана во многих случаях является строительство и эксплуатация малых автономных автоматических МГЭС индивидуально для каждого населённого пункта. Для этого пересмотрена структура МГЭС с точки зрения развития автономности эксплуатации, повышения надёжности работы и снижения стоимости.

2. Предложено для обеспечения надёжного функционирования МГЭС использовать простейшие высоконадёжные функциональные элементы: в качестве турбин центробежной насос, в качестве генератора синхронный генератор с возбуждением от постоянных магнитов, в качестве преобразователя входного напряжения генератора в трехфазное напряжение промышленной частоты простейший выпрямитель и полупроводниковый мостовой инвертор.

3. Обосновано, что работа МГЭС в автономном режиме должна быть обеспечена за счёт использования средств самодиагностики и непрерывной связи её с центральным диспетчерским пунктом районной РЭС по каналам интернет или спутниковой связи.

4. Показано, что для преобразования постоянного напряжения в переменное трёхфазное промышленной частоты весьма эффективно, с точки зрения стоимости, надёжности и простоты реализации, является использование трехфазного автономного инвертора с дискретной коммутацией ключей.

5. Предложен новый принцип решения вопроса симметрирования выходного напряжения трёхфазного инвертора с помощью релейного регулятора напряжения

нулевого провода на каждом такте коммутации инвертора, обеспечивающий точность симметрирования 1...2%, время переходного процесса при возникновении несимметрии около 0,4 миллисекунд, отличающегося простотой алгоритмов реализации и, как следствие, меньшей на 10%, по сравнению с известными схемами стоимостью и на порядок более высокой надёжностью.

6. Разработаны математическая и имитационная модели МГЭС, отражающие процесс симметрирования напряжены на входе автономного инвертора при использовании разработанных алгоритмов управления ключами четвёртой стойки и позволяющая решать задачи синтеза регуляторов для конкретных параметров систем электроснабжения.

РЕКОМЕНДАЦИИ И ПЕРСПЕКТИВЫ ДАЛЬНЕЙШЕЙ РАЗРАБОТКИ

Проведенные исследования имеют следующую перспективу развития:

- детальное исследование работы предлагаемого принципа симметрирования в преобразователях с синусоидальным напряжением;
- разработка методики расчёта оптимальных параметров дросселя для разных мощностей нагрузки;
- внедрение в опытную эксплуатацию разработанного метода симметрирования на МГЭС и его совершенствование на основе накопленного опыта.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

- 1.Мировая энергетика – 2050 (Белая книга)/ В.В.Бушуев, А.М.Мастепанов, Н.К.Курчев и др. – ИЦ Энергия Москва, 2011. – 360с. Режим доступа: <http://www.iprbookshop.ru/8746.html>. — ЭБС «IPRbooks»
- 2.Мировой энергетический совет (ВЭС). Обзор энергетических ресурсов. WEC: Лондон, Великобритания, 2019 г.; Доступно в Интернете: <http://www.worldenergy.org/publications/3040.asp> (по состоянию на 5 сентября 2011)
- 3.ИЕА, Shares of electricity production by source in OECD countries, 2019, ИЕА, Paris <https://www.iea.org/data-and-statistics/charts/shares-of-electricity-production-by-source-in-oecd-countries-2019>.
- 4.Исмаатов, Ф.Х. Оценка эффективности использования возобновляемых источников энергии в Таджикистане / Исмаатов Ф.Х., Абдурахмонов Г.Т., Вохидов З.Г., Султонов О.О., Раупов Н.М. // в сборнике: Приоритетные направления развития энергетики в АПК. Сборник статей по материалам II всероссийской (национальной) научно-практической конференции. Под общей редакцией С.Ф. Сухановой. 2018. С. 95-99.
- 5.ИЕА, Shares of electricity production by source in OECD countries, 2019, ИЕА, Paris <https://www.iea.org/data-and-statistics/charts/shares-of-electricity-production-by-source-in-oecd-countries-2019>
- 6.D. Aminov, B. Kosimov and **O. Sultonov**, "Development of a Water-Submersible Hydrogenerator as a Renewable Source of Electricity for Small Rivers,"2020 International Russian Automation Conference (RusAutoCon), Sochi, Russia, 2020, pp. 1079-1084, doi: 10.1109/RusAutoCon49822.2020.9208214.
- 7.Абдуллаева Ф.С. Гидроэнергетические ресурсы Таджикской ССР/ Ф.С. Абдуллаева, Г.В. Баканин, С.М. Гордон/. Таджикский научно – исследовательский отдел энергетики. Л.: Изд-во. “Недра”,1965 г. – 658 с.
- 8.Реки и озера Таджикистана Душанбе- 2003. – 23 с.
- 9.Петров, Г.Н. Комплексное использование водно-энергетических ресурсов трансграничных рек Центральной Азии. Современное состояние, проблемы и пути решения / Г.Н. Петров, Х.М. Ахмедов. – Душанбе: Дониш, 2011 г. – 234 с.

10. Петров Г.Н., Ахмедов Х.М. Малая гидроэнергетика Таджикистана. – Душанбе: Дониш, 2010, –148 с.
11. Водно-энергетические вопросы Центральной Азии и взгляд Республики Таджикистан на их решение. www.tajikembassytr.org/eski/RU/tomain178.html.
12. Международный Фонд спасения Арала Исполнительный Комитет «вода - основной фактор интеграции в центральной Азии» г. Душанбе -15с http://cawater-info.net/library/rus/ifas/water_main_rus.pdf.
13. Нурмухамедов Д.Н. Гидроэнергетика Таджикистана. Современное состояние и перспективы развития. – Сб. докл. Межд. Конф. – Состояние, проблемы и перспективы развития банковской системы с стран Центральной Азии на этапе перехода к рыночным отношениям, Душанбе, Таджикистан, 16-17 июня 2005, с.12-16.
14. Петров Г.Н., Норматов И.Ш. Конфликт интересов водопользователей в Центрально-Азиатском регионе и возможности его разрешения // Водные ресурсы, 2010, Т.37, №1, сс.113-120.
15. Официальный сайт Министерство энергетики и водных ресурсов Республики Таджикистан https://www.mewr.tj/?page_id=2 (Дата обращения: 01.12.2017).
16. Кошлаков Г.В., Бабаев А.М., Джураев Д., Махмадалиев Б., Шокиров Б.У. Комплексное социально-экономическое развитие Зеравшанской горной подзоны. Проблемы социально-экономического развития Республики Таджикистан. Душанбе, 1998, сс.18-66. – 139с.
17. Официальный сайт ОАХК «Барки Точик» [электронный ресурс]. – URL: <http://www.barqitajik.tj/> (Дата обращения: 01.12.2017).
18. Султонов Ш. М. Оптимизация режимов работы энергосистемы с высокой долей гидроэлектростанций (на примере энергосистемы Таджикистана): дис. ... канд. техн. наук: / Султонов Шерхон Муртазокулович –Н., – 2016. - 163с
19. Киргизов А.К. Развитие и оптимизация режимов электроэнергетической системы с распределенными возобновляемыми источниками энергии методами искусственного интеллекта (на примере Республики Таджикистан): дис. ... канд. наук: /Киргизов Алифбек Киргизович. – Н., 2017. -189 с.

20. Отчет Министерством экономического развития и торговли Республики Таджикистан. «Экспресс- оценка и анализ пробелов в энергетическом секторе Таджикистана» Душанбе - 2011.
21. Давлатов А.М. Повышение экономической эффективности малых гидроэлектростанций республики Таджикистан /Давлатов А.М. Косимов Б. И., Гулов Д. Ю., Султонов О.О. // Проблемы и перспективы развития электроэнергетики и электротехники: матер. Все рос. науч.-практ. конф. (Казань, 20–21 марта 2019г.) Казан. гос. энерг. ун-т, 2019. 524 с. – С. 456 - 461.
22. Voronin, S. Features of the Construction and Use of Small Hydroelectric Power Plants for Power Supply of Mountainous Regions of Tajikistan / S. Voronin, O. Sulstonov, A. Davlatov // 2021 International Ural Conference on Electrical Power Engineering (Ural-Con), 2021, pp. 634-638, doi: 10.1109/UralCon52005.2021.9559525.
23. Ахмедов Х.М., Каримов Х.С., Петров Г.Н. Малая гидроэнергетика и возможности использования мини- и микроГЭС в горных территориях Таджикистана/Известия академии наук республики Таджикистан отделение физико-математических, химических, геологических и технических наук №1 (138), 2010. – С.100-109.
24. Чоршанбиев С.Р. Повышение эффективности функционирования электрических сетей с распределенной солнечной генерацией за счет снижения технических потерь электроэнергии (на примере Республики Таджикистан): дис. ...канд. техн. наук: спец. 05.14.02 / Чоршанбиев Сироджиддин Ражаббокиевич. – М., 2019. -189 с.
25. Техничко-экономические характеристики малой гидроэнергетики (справочные материалы): Методическое пособие/ В.И. Виссарионов, Н.К. Малинин, Г.В. Дерюгина и др. - М.: Издательство МЭИ, 2001. –120с.
26. Генер Л.Г. Экономика предприятия [Текст]: учеб. пособие / Л.Г. Генер; Екатеринбург: УГЛТУ, 2009. – 128с.
27. Гулов Д.Ю., Давлатов А.М., Горт М.В. Эффективность электроснабжения горных районов Таджикистана. - Международный научно-исследовательский журнал. - 2021. - № 1 (103), ч. 1. С. 61-66 (0.375 п.л./0/15 п.л.)
28. Здания и турбинное оборудование малых ГЭС Методические указания / О М. Перекалин Д.Х. Цакирис Н.К Малинин. М.: МЭИ, 1989г.

29. Карелин В.Я., Волшанник В.В. Сооружения и оборудование малых гидроэлектростанций. М.: Энергоатомиздат, 1986. – 200с.
30. Васина Л.В. Выполнение экономической части дипломного проекта. Евдокимова Е. Н. Рыжкова А. В. Ред.-изд. центр РГРТУ. Рязань 2013 –36с.
31. Генер Л.Г. Техничко-экономическое обоснование инвестирования строительства промышленного объекта [Текст]: Методические указания / Л.Г. Генер; Екатеринбург: УГЛТУ, 2014. 56с.
32. Кабутов К. Доклад «Перспективы использования альтернативных источников энергии в Таджикистане», Физико-технический институт АН РТ, г. Душанбе, 9-декабря 2010г. – 15с.
33. Стратегия развития малой гидроэнергетики Республики Таджикистан, Министерство энергетики и промышленности Республики Таджикистан, офис ПРООН в Республике Таджикистан, Душанбе, 2007г. – 113с.
34. Друзь Н. Положение дел по использованию возобновляемых источников энергии в Центральной Азии. Перспективы их использования и потребности в подготовке кадров / Н. Друзь, Н. Борисова, А. Асанкулова, А. Раджабов, Р. Захидов, У. Таджиев. // ОБЗОР. ЮНЕСКО – Алмата – 2010г. – 144с.
35. Li, X. Guide vane asynchronous closure mode for improving the transient quality of hydroturbines / X. Li, J. Chang, C. Li // Shuili Fadian Xuebao/Journal of Hydroelectric Engineering. - 2014. - Vol. 33 (1). -P. 202-206. DOI: 10.1115/1.4036234
36. Li, Huanhuan. Switched model and dynamic analysis of a hydro turbine governing system in the process of load rejection / Li, Huanhuan, Chen, Diyi, Wang, Feifei, Zhang, Hao //Transient J. Dyn. Sys., Meas., Control. Oct. 2017, – Vol.139 (10): [https:// doi.org /10.1115/1.4036234](https://doi.org/10.1115/1.4036234).
37. Тимошевский М.В., Чуркин С.А., Кравцова А.Ю., Маркович, Д.М., Ханялич К. Кавитирующее обтекание уменьшенной модели направляющих лопаток турбины высокого давления / 2016г, Международный журнал многофазного потока 78, С. 75 – 87.
38. Lewis, B.J. Unsteady computational fluid dynamic analysis of the behavior of guide vane trailingedge injection and its effects on downstream rotor performance in a francis

hydroturbine / В.Ж. Lewis, J.M. Cimbala // Journal of Turbomachinery. – 2015. – Vol. 137(8). – 81001. DOI: 10.1115/1.4029427.

39. Лукутин Б.В. Автономное электроснабжения микрогидроэлектростанция / Лукутин Б.В., С.Г.Обухов, Е.Б Шандарова. Томск-2001.104с.

40. Февралев А. В. Проектирование гидроэлектростанций на малых реках [Текст]: Учебное пособие / А. В. Февралев. – 2-е изд., перераб. и доп. – Н. Новгород: ННГАСУ. – 2014г. – 181с.

41. Кажинский Б.Б. Гидроэлектрические и ветроэлектрические станции малой мощности. М.: Госпланиздат, 1946 – 135 с.

42. Выбор параметров ГЭС: учебно-методическое пособие к курсовому и дипломному проектированию гидротехнических объектов / сост. А.Ю. Александровский, Е.Ю. Затева, Б.И. Силаев. – Саяногорск: СШФ КГТУ, 2005. – 174с

43. Карелин В. Я., Волшаник В. В. Сооружения и оборудование малых гидроэлектростанций. – М.: Энергоатомиздат, 1986г. – 200с.

44. Энергетическое оборудование для использования нетрадиционных и возобновляемых источников энергии // Под ред. В. И. Виссарионова. – М.: Фирма ВИЭН, 2004г.

45. Яковишина С.К. Перспективы использования малых ГЭС на горных предприятиях Магаданской области /С.К. Яковишина, А. Л. Холявский// Колыма. – 1989г. - № 7. – С. 19-20.

46. Small, mini and micro hydropower//Modern Power System. – 1992г. – P. 37– 51.

47. АО «Межотраслевое научно-техническое объединение «ИНСЭТ» <https://inset.ru/radial-axial-turbines/> дата обращения 11.03.2021г.

48. Гуламов Ш.Р. Исследование аварийных режимов и разработка систем защиты гидроагрегатов малых ГЭС от механических поломок: автореферат дис. ... кандидата Технические наук: 05.09.03 / Гуламов Шухрат Рахматуллоевич; [Место защиты: ФГБОУ ВО «Новосибирский государственный технический университет»], 2020г.

49. Chapallaz, Jean-Marc. Manual on pumps used as turbines: a publication of Deutsches Zentrum fur Entwicklungstechnologien - GATE, a division of the Deutsche Gesell

schaft fur Technische Zusammenarbeit (GTZ) GmbH / Jean-Marc Chapallaz; Peter Eichberger; Gerhard Fischer. - Braunschweig: Vieweg 1992 – P.233.

50. Daniel Adu, Jinfeng Zhang, Fang Yujian, Desmond Appiah, Ransford O Darko. Performance characteristics of pump-as-turbine for energy generation. *Indian Journal of Engineering*, 2018, 15, 273-279.

51. Асинхронизированные синхронные генераторы для ветроэлектростанций и малых ГЭС Таджикистан. Смолин Н.И., Гулов Д.Ю., Косимов Б.И., Султонов О.О. В сборнике: Приоритетные направления развития энергетики в АПК Материалы I Всероссийской научно-практической конференции. 2017г. С. 100-105.

52. Dietz, A. Efficiency improvement of small hydroelectric power stations with a permanent-magnet synchronous generator / A. Dietz, A. Groeger, C. Klingler // 1st International Electric Drives Production Conference 2011, EDPC–2011 – Proceedings. – 6085557. – P. 93–100. DOI: 10.1109/edpc.2011.6085557.

53. T. Węgiel and D. Borkowski, "Variable speed small hydropower plant," 2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2012, pp. 167-174, doi: 10.1109/PEDG.2012.6253996.

54. D. Borkowski and T. Węgiel, "Small hydropower plant with integrated turbine-generators working at variable speed," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, no. 2, pp. 452-459, June 2013, doi: 10.1109/TEC.2013.2247605.

55. Farret F.A., Simoes M.G., Michels A. *Small Hydroelectric Systems. Green Energy and Technology*, 2013, vol. 59, pp. 151–184. DOI: 10.1007/978-1-4471-5104-3_5.

56. P. Pistelok and M. Barański, "Highly efficient synchronous generators with permanent magnets intended to small hydropower station," 2015 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP), 2015, pp. 395-399, doi:10.1109/ICCEP.2015.7177654.

57. Ганджа С.А., Согрин А.И., Киеш И.Е. Сравнительный анализ электрических машин с постоянными магнитами с целым и дробным числом слотов на полюс и фазу. *Процессия инжиниринг* (см. В книгах). 2015г. Т. 129. С. 408-414.

58. С.А. Ганджа, Д.С. Аминов, Б.И. Косимов Математическое моделирование постоянного магнита для оптимизации вентильных электрических машин и возобновляемых источников энергии НАУКА ЮУрГУ Материалы 70-й научной конферен-

ции ст. 420 - 428с.

59. Бут, Д.А. Бесконтактный электрический машины. Москва «высшая школа 1990г. 415с.

60. Исмоилов Ф.О. «Комплексное использование возобновляемых источников энергии для электроснабжения автономных потребителей Республики Таджикистана» дис. ... канд. тех. наук: 05.14.08. Исмоилов Фирдавс Олимшоевич М., 2012г. 196с.

61. Abo-Khalil A.G. Grid connection of doublyfed induction generators in wind energy conversion system / A.G. Abo-Khalil, D.-C. Lee, S.-H. Lee // Conference Proceedings – IPREM 2006: CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference 3. – 2006. – 4078676. – P. 1482–1486. DOI: 10.1109/ipemc.2006.4778244

62. Воронин С.Г., Давлатов А.М., Султонов О.О., Косимов Б.И., Гулов Д.Ю. «Автоматизированные малые ГЭС как основа электрических сетей горных регионов Таджикистана». Вестник Южно-Уральского государственного университета. Сер. Энергетика. 2019.19, нет.3. С.100–107. DOI:10.14529/power 190311. С 48.

63. Султонов О.О. Мини-ГЭС для труднодоступных районов Таджикистана/ О.О. Султонов // Актуальные проблемы недропользования. тезисы докладов XIX Всероссийской конференции-конкурса студентов и аспирантов. 12-16 апреля 2021 года Санкт-Петербург, 2021. – С. 223 – 224.

64. Chlodnicki, Z. Control strategies of the variable speed generating systems / Z. Chlodnicki, W. Koczara, N. Al-Khayat // EUROCON 2007 –The International Conference on Computer as a Tool. – 2007. – 4400682. – P. 1301–1309. DOI:10.1109/eurcon. 2007.4400682

65. Дедков, В.Н., Применение серийных насосов в качестве гидротурбин для малой энергетики. Пробл. машиностроения, 2011, №4 ст.24-30.

66. Лямасов А.К., Орахелашвили Б.М., Исследование гидромашин МГЭС: центробежный насос и гидродинамическая передача. Вестник УГАТУ 2013, - №3, ст .189-193.

67. Hwang J.C., Chen M.H. and Yeh S.N., "Application of Three-level Converters to Wind Power Systems with Permanent-magnet Synchronous Generators," IECON 2007 -

33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2007, pp. 1615-1620, doi: 10.1109/IECON.2007.4460130.

68. Воронин С.Г., Курносков Д.А., Кульмухаметова А.С. Векторное управление синхронными двигателями с возбуждением от постоянных магнитов / Электротехника. 2013. № 10. С. 50-54.

69. Yusoff N.A., Razali A.M., Karim K.A., Jidin A., Sutikno T. "An Analysis of Virtual Flux Direct Power Control of Three-Phase AC-DC Converter"/ International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS) Vol. 9, No. 3, September 2018, pp. 947-956 ISSN: 2088-8694, DOI: 10.11591/ijpeds.v9.i3.

70. Y. Huang, S. Xiong, S. Tan and S. Y. Hui, "Nonisolated Harmonics-Boosted Resonant DC/DC Converter with High-Step-Up Gain," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 9, pp. 7770-7781, Sept. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2769165.

71. I. Vechiu, O. Curea and H. Camblong, "Transient Operation of a Four-Leg Inverter for Autonomous Applications with Unbalanced Load," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 2, pp. 399-407, Feb. 2010, doi: 10.1109/TPEL.2009.2025275.

72. Rioual, P; Pouliquen, H; Louis H.P. "Control of a PWM rectifier in the unbalanced state by robust voltage regulation," in Proc. 5th Eur. Conf. Power Electron. Appl., Sep. 13–16, 1993, vol. 4, pp. 8 –14.

73. Воронин, С.Г. Электропривод летательных аппаратов: Конспект лекций – Челябинск: ЧГТУ, 1995. Часть 1. – 110с.

74. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники: Учеб. пособие – Изд. 2-е, исп. и доп. - Новосибирск: Изд-во НГГУ, 2003. – 664с.

75. Справочник по силовой электронике/ Ю.К.Розанов, П.А. Воронин, С.Е. Рывкин, Е.Е. Чаплыгин; под. Ю.К.Розанов. – М.: Издательский дом МИЭ, 2014. –472с.: ил.

76. M. Alnajjar and D. Gerling, "Six-phase electrically excited synchronous generator for More Electric Aircraft," 2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2016, pp. 7-13, doi:10.1109/SPEEDAM.2016.7525938.

77. S. Jordan, C. D. Manolopoulos and J. M. Apsley, "Winding configurations for five-phase synchronous generators with diode rectifiers," in IEEE Transactions on Industrial

- Electronics, vol. 63, no. 1, pp. 517-525, Jan. 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2493507.
78. M. Lin, A. K. Srivastava and N. N. Schulz, "A Generic Digital Model of Multiphase Synchronous Generator for Shipboard Power System," 2007 IEEE Electric Ship Technologies Symposium, 2007, pp. 348-355, doi: 10.1109/ESTS.2007.372109.
79. S. Wang, Y. Sun, Z. Huang and S. Mu, "Analysis of stator internal phase-to-phase short circuit in the 12-phase synchronous generator with rectifier-load system," in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 33, no. 1, pp. 299-311, March 2018, doi: 10.1109/TEC.2017.2748147.
80. J. M. Apsley et al., "Propulsion Drive Models for Full Electric Marine Propulsion Systems," 2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference, 2007, pp. 118-123, doi: 10.1109/IEMDC.2007.383563.
81. G. Sulligoi, A. Tessarolo, V. Benucci, A. Millerani Trapani, M. Baret and F. Luise, "Shipboard power generation: design and development of a medium-voltage dc generation system," in IEEE Industry Applications Magazine, vol. 19, no. 4, pp. 47-55, July-Aug. 2013, doi: 10.1109/MIAS.2012.2215643.
82. X. Cui, N. Ma, B. Xu and Z. Zhang, "Phase-selection control rectifier technology of multi-phase synchronous generator for wide speed range operation," 2018 2nd IEEE Conference on Energy Internet and Energy System Integration (EI2), 2018, pp. 1-6, doi: 10.1109/EI2.2018.8582111.
83. S. Jordan and J. Apsley, "Diode rectification of multiphase synchronous generators for aircraft applications," 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2011, pp. 3208-3215, doi: 10.1109/ECCE.2011.6064201.
84. Tessarolo A. "Experimental performance assessment of multiphase alternators supplying multiple AC/DC power converters," 5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), 2010, pp. 1-6, doi: 10.1049/cp.2010.0062.
85. T. Yang, S. Bozhko and G. Asher, "Functional modeling of symmetrical multipulse autotransformer rectifier units for aerospace applications," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 9, pp. 4704-4713, Sept. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2364682.
86. E. Levi, "Multiphase electric machines for variable-speed applications," in IEEE

transactions on industrial electronics, vol. 55, no. 5, pp. 1893-1909, May 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.918488.

87. E. Levi, F. Barrero and M. J. Duran, "Multiphase machines and drives - Revisited," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 1, pp. 429-432, Jan.2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2493510.

88. Hassanain, N.E.A.M., Fletcher, J.E.: Steady-state performance assessment of three- and five-phase permanent magnet generators connected to a diode bridge rectifier under open-circuit faults. IET Renew. Power Gener. 4(5):420 – 427 doi:10.1049/iet-rpg.2009.0168.

89. Воронин, С.Г. Сравнительная оценка различных способов управления коммутацией вентильных двигателей по энергетическим показателям и регулировочным свойствам / С.Г. Воронин, Д.А. Курносов, А.С. Кульмухаметова // Вестник ЮУрГУ, Серия Энергетика, 2013 – т.13 – №1 – с.96 –103.

90. Клиничаев Н.В. Многофазный выпрямитель – звезда / Клиничаев Н.В. https://klinachev.nv.ru/Jigrein/md_152.htm.

91. Балагуров, В.А. Проектирование специальных электрических машин переменного тока: учеб. пособие для студентов вузов / В.А. Балагуров. – М.: Высшая школа, 1982. – 272 с.

92. Сравнительная оценка схем соединения обмоток синхронных генераторов в составе источников постоянного тока / С.Г. Воронин, Н.В. Клиначев, А.М. Давлатов, Д.В. Пауков // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2020. – Т. 20, №3. – С.110–118. doi: 10.14529/power200311.

93. Клиначев Н.В. Линейная непрерывная динамическая модель реверсивного синхронно-векторного выпрямителя. Активный и пассивный режимы работы. http://model.exponenta.ru/k2/Jigrein/dcs_20140628.htm.

94. С.Г. Воронин, Д.В. Коробатов, В.В. Запунный, П.О. Шабуров Вектор управления клапанным приводом // Вестник ЮУрГУ. Серия "Энергия". – 2004 год – выпуск. 5 – № 4 (33). - с. 11-15.

95. H. S. Kamil, D. Mat Said, M. W. Mustafa, M. Reza Miveh and S. M. Hussin, "Control Strategy for a Three-Phase Four-leg Grid Connected PV Inverter under Unbalanced

Faults," 2018 IEEE 7th International Conference on Power and Energy (PECon), 2018, pp. 13-18, doi: 10.1109/PECON.2018.8684184.

96. Yunwei Li, D. M. Vilathgamuwa and Poh Chiang Loh, "Microgrid power quality enhancement using a three-phase four-wire grid-interfacing compensator," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no. 6, pp. 1707-1719, Nov.-Dec. 2005, doi: 10.1109/TIA.2005.858262.

97. X. Yang, H. Zhao, M. Duan, Y. Du, H. Wang and J. Zhang, "A new distributed cooperative secondary voltage control in an unbalanced microgrid," in CSEE Journal of Power and Energy Systems, doi: 10.17775/CSEEJPES.2020.01990.

98. M. Savaghebi, A. Jalilian, J. C. Vasquez and J. M. Guerrero, "Autonomous Voltage Unbalance Compensation in an Islanded Droop-Controlled Microgrid," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 4, pp. 1390-1402, April 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2185914.

99. T. Senjyu, T. Nakaji, K. Uezato and T. Funabashi, "A hybrid power system using alternative energy facilities in isolated island," in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 20, no. 2, pp. 406-414, June 2005, doi: 10.1109/TEC.2004.837275.

100. M. N. Marwali, Min Dai and A. Keyhani, "Robust stability analysis of voltage and current control for distributed generation systems," in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 21, no. 2, pp. 516-526, June 2006, doi: 10.1109/TEC.2005.860406.

101. Воронин С.Г. Электропривод летательных аппаратов: Конспект лекций. – Челябинск: Издательство ЮУрГУ, 2006 – Ч.1 – 171с.

102. H. Shi, F. Zhuo, H. Yi and Z. Geng, "Control strategy for microgrid under three-phase unbalance condition," in Journal of Modern Power Systems and Clean Energy vol. 4, no. 1, pp. 94-102, January 2016, doi: 10.1007/s40565-015-0182-3.

103. Nguyen, T.-T.; Yoo, H.-J.; Kim, H.-M.; Nguyen-Duc, H. Direct Phase Angle and Voltage Amplitude Model Predictive Control of a Power Converter for Microgrid Applications. Energies 2018,11, 2254. <https://doi.org/10.3390/en11092254>.

104. Frede Blaabjerg, Tomislav Dragicevic and Pooya Davari "Applications of Power Electronics" Department of Energy Technology, Aalborg University, Aalborg, Denmark Electronics 2019, 8(4), 465; <https://doi.org/10.3390/electronics8040465>.

105. Wang Xiongfei, Guerrero Josep M., Blaabjerg, Frede, Chen Zhe /A Review of Power Electronics Based Microgrids / (Dept. of Energy Technology, Aalborg University);
Received: 2011.02.05 Accepted: 2011.11.24 Published: 2012.01.20
<https://doi.org/10.6113/JPE.2012.12.1.181>.
106. E. Demirkutlu, S. Cetinkaya and A. M. Hava, "Output Voltage Control of A Four-Leg Inverter Based Three-Phase UPS by Means of Stationary Frame Resonant Filter Banks,"2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference, 2007, pp. 880-885, doi: 10.1109/IEMDC.2007.382785.
107. Hossain, M.A.; Pota, H.R.; Hossain, M.J.; Blaabjerg, F. Evolution of microgrids with converter-interfaced generations: Challenges and opportunities. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems* 2019, pp.160-186. doi: 10.1016/j.ijepes.2019. 01.038.
- 108.. Zhou, Y. Xu, H. Sun, Y. Li and M. Chow, "Distributed Power Management for J Networked AC–DC Microgrids with Unbalanced Microgrids," in *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 16, no. 3, pp. 1655-1667, March 2020, doi: 10.1109/TII.2019.2925133.
- 109.S. S. Karthikeyan and R. S. Kumar, "Design and analysis of controller for three-phase UPS system,"2012 IEEE Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science, 2012, pp. 1-4, doi: 10.1109/SCEECS.2012.6184814.
- 110.R. Senthil Kumar, Jovitha Jerome and S. Nithya Bhama. "Analysis of Three Phase Four Wire Inverter for UPS Fed Unbalanced Star Connected Load, «*International Journal of Electrical and Power Engineering*, vol. 4, Issue: 2, Year 2010: pp 38-44. doi:10.3923/ijepe.2010.38.44.
- 111.A. Bellini and S. Bifaretti, "A simple control technique for three-phase four-leg inverters, "International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006.pp. 1143-1148, doi:10.1109/SPEEDAM.2006.1649940.
- 112.Li and K. M. Smedley, "A New Analog Controller for Three-Phase Four-Wire Voltage Generation Inverters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 7, pp. 1711-1721, July 2009, doi: 10.1109/TPEL.2009.2014952.
- 113.B. Singh, Anuradha, D. P. Kothari and A. Chandra, "Variable structure control of four pole voltage source inverter for active filtering of nonlinear loads in 3-phase 4-wire

- systems, "Power Quality '98, 1998, pp. 89-94, doi:10.1109/PQ.1998.710360.
114. Tan, K.-H.; Lin, F.-J.; Chen, J.-H. A Three-Phase Four-Leg Inverter-Based Active Power Filter for Unbalanced Current Compensation Using a Petri Probabilistic Fuzzy Neural Network. *Energies* 2017, 10, 2005. <https://doi.org/10.3390/en10122005>.
115. R. Aboelsaud, A. Ibrahim and A. G. Garganeev, "Voltage Control of Autonomous Power Supply Systems Based on PID Controller Under Unbalanced and Nonlinear Load Conditions," 2019 International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE), 2019, pp. 1-6, doi:10.1109/REEPE.2019.8708841.
116. P. Hsu and M. Behnke, "A three-phase synchronous frame controller for unbalanced load [inverter operation]," PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No.98CH36196), 1998, pp. 1369-1374 vol.2, doi: 10.1109/PESC.1998.703214.
117. M. Mokhtari, S. Golshannavaz, D. Nazarpour, and F. Aminifar, "Design of an Asymmetrical Three-phase Inverter for Load Balancing and Power Factor Correction Based on Power Analysis," *Journal of Electrical Engineering and Technology*, vol. 6, no. 3. The Korean Institute of Electrical Engineers, pp. 293–301, 02-May-2011. <https://doi.org/10.5370/JEET.2011.6.3.293>.
118. Xuan Hoa Thi Pham, Toi Thanh Le, Hieu Tran Trong. "Control Power Sharing of Parallel Inverters in Microgrid with Consideration of Line Impedance Effect." *American Journal of Electrical Power and Energy Systems*. Vol. 8, No. 5, 2019, pp. 127-144. doi: 10.11648/j.epes.20190805.15.
119. Rioual, P; Pouliquen, H; Louis H.P. "Control of a PWM rectifier in the unbalanced state by robust voltage regulation" in Proc. 5th Eur. Conf. Power Electron. Appl., Sep. 13–16, 1993, vol. 4, pp. 8–14.
120. Hong-Seok Song and Kwanghee Nam, "Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 5, pp. 953-959, Oct. 1999, doi: 10.1109/41.793344.
121. Y. N. Dementyev, N. V. Kojain, A. D. Bragin and L. S. Udut, "Control system with sinusoidal PWM three-phase inverter with a frequency scalar control of induction motor," 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON),

Omsk, Russia, 2015, pp. 1-6, doi: 10.1109/SIBCON.2015.7147008.

122. Харитонов С.А., Берестов В.М. «Анализ синусоидальной ШИМ на натуральном образце (методический аспект)//Техническая электродинамика. Спец выпуск: Силовая электроника и энергоэффективность. Часть 2. Киев, 2002: 31 – 37.

123. Abhishek M. Patel "THD Comparison for 180, 120 & 150 Degree Conduction Mode of Three Phase Inverter" Assistant Professor Department of Electrical Engineering Vadodara Institute of Engineering, Vadodara, India. IJSRD/Vol. 6/Issue 03/2018/036, pp. 145 – 149.

124. S. Voronin, **O. Sultonov**, and A. Davlatov, “Features of Balancing a Three-Phase Step Voltage at the Output of Semiconductor Converters,” 2020 Russian Workshop on Power Engineering and Automation of Metallurgy Industry: Research & Practice (PE-AMI), pp. 119–123, 2020. DOI: 10.1109/PEAMI49900.2020.9234355.

125. Жежеленко И.В. «Высшие гармоники в системах электроснабжения промышленных предприятий 2-е изд.», Перераб. И доп. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 160с., Ил.

126. IEC 61000-2-8:2002 “Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 2– 8: Environment – Voltage dips, short interruptions on public electric power supply system with statistical measurement results”.

127. Розанов Ю.К. Силовая электроника: учебник для вузов / Ю.К. Розанов, М.В. Рябчицкий, А.А. Кваснюк. 2-е изд., стереотипное. – М.: Издательский дом МЭИ, 2009. – 632с.: ил.

128. Пронин М.В., Воронцов А.Г. Силовые полностью управляемые полупроводниковые преобразователи (моделирование и расчет) / Под ред. Крутякова Е.А. СПб: «Электросила», 2003. – 172с.

129. Гельман, М.В. Преобразовательная техника: учебное пособие / М.В. Гельман, М.М. Дудкин, К.А. Преображенский. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2009. – 425с.

130. Климаш В.С. Инверторы напряжения с широтно-импульсной модуляцией: учеб. пособие/ В.С. Климаш. - /Комсомольск-на Амуре: ГОУВПО «КиАГТУ», 2010. – 106с.

131. Yunwei Li, D. M. Vilathgamuwa and Poh Chiang Loh, "Microgrid power quality enhancement using a three-phase four-wire grid-interfacing compensator," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 6, pp. 1707-1719, Nov.-Dec. 2005, doi: 10.1109/TIA.2005.858262.
132. T. S. Key and J. -S. Lai, "Comparison of standards and power supply design options for limiting harmonic distortion in power systems," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no. 4, pp. 688-695, July-Aug. 1993, doi: 10.1109/28.231980.
133. T. S. Key and Jih-Sheng Lai, "IEEE and international harmonic standards impact on power electronic equipment design, «Proceedings of the IECON'97 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation (Cat. No.97CH36066), New Orleans, LA, USA, 1997, pp. 430-436 vol.2, doi: 10.1109/IECON.1997.671772.
134. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 1-7: General-Power factor in single-phase systems under non-sinusoidal conditions. IEC TR 61000-1-7:2016 © IEC 2016
135. Electromagnetic compatibility – Part 1-8: General – Phase angles of harmonic current emissions and voltages in the public supply networks – Future expectations IEC TR 61000-1-8:2019©IEC2019.
136. Electromagnetic compatibility (EMC)-Part 2-2: Environment-Compatibility levels for low frequency conducted disturbances and signaling in public low-voltage power supply systems IEC 61000-2-2:2002+AMD1:2017+AMD2:2018CSV©IEC 2018.
137. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits – Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase) IEC 61000-3-2:2018+AMD1:2020 CSV©IEC2020.
138. Kavita Dewangan, Prof. Pawan C. Tapre "Harmonic Reduction by Using Shunt Hybrid Power Filter." (IJCER), 2014, pp. 41-49.
139. L. Gumilar, M. A. Habibi, D. Prihanto, H. Wicaksono, A. Gunawan and J. R. Larasati, "Harmonic Mitigation Using Shunt Hybrid Power Filter in Departement of Electrical Engineering Universitas Negeri Malang Electrical Power System," 2019 International Conference on Information and Communications Technology (ICOIACT), 2019, pp. 761-766, doi: 10.1109/ICOIACT46704.2019.8938514.

140. Mehri, A. and D. Nazarpour. "Harmonic Compensation and Load Balancing Using Cascaded H-bridge Multilevel Inverter in High Voltage Systems." (IJERA) ISSN: 2248-9622 www.ijera.com Vol. 3, Issue 2, March -April 2013, pp.637-643
141. H. Sasaki and T. Machida, "A New Method to Eliminate AC Harmonic Currents by Magnetic Flux Compensation-Considerations on Basic Design," in IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-90, no. 5, pp. 2009-2019, Sept. 1971, doi:10.1109/TPAS.1971.292996.
142. Воронин, С.Г. Мостовой инвертор как преобразователь напряжения для автономных трёхфазных сетей малой мощности / С.Г. Воронин, **О.О. Султонов** // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2020. №11. С. 408-416.
143. Воронин, С.Г. Симметрирование напряжений на выходе трёхфазного инвертора при несимметричной нагрузке С.Г. Воронин, **О.О. Султонов** // Вестник пермского национального исследовательского политехнического университета. Электротехника, информационные технологии, системы управления. 2020. № 35. С. 71-86.
144. Воронин С. Г., **Султонов О. О.**, Шабуров П.О., Клиначев Н.В., Курносов Д. А., Давлатов А.М. Устройство симметрирования трехфазного напряжения на выходе электронного полупроводникового преобразователя при несимметричной нагрузке // Патент Российской Федерации № 2021133548. 18.11.2021.
145. S. Voronin, **O. Sultonov** and D. Gulov, "Voltage Balancing at the Output of Three-Phase Semiconductor Converter," 2019 IEEE Russian Workshop on Power Engineering and Automation of Metallurgy Industry: Research & Practice (PEAMI), 2019, pp. 94-98, doi: 10.1109/PEAMI.2019.8915374.
146. Tavarov, S. Sh. Modelling the operating mode of the urban electrical network and developing a method for managing these modes / S. Sh. Tavarov, A.I. Sidorov, **O.O. Sultonov** // Mathematical modelling of engineering problems. 2021. Т. 8. №5. С. 813-818. doi:https://doi.org/10.18280/mmep.080518.
147. Арриллага Д.Ж. Гармоники в электрических системах: Пер. с англ./ Д.Ж. Арриллага, Д. Брэдли, П. Боджер. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 320с.: ил.

148. Ключев Ю.Н. Векторное регулирование: М., ЭФО, 2013, 63с.
149. Цыпкин Я.З. Основы теории автоматических систем. – М.: Наука, 1977. – 560с.
150. Гольдфарб, Л.С. Теория автоматического управления. Ч. II. / Л.С. Гольдфарб, Н.М. Александровский, А.В. Балтрушевич и др.; под ред. А.В. Нетушила. – М.: Высш. школа, 1972. – 432с.
151. Дидук Г.А. Анализ и оптимальный синтез на ЭВМ систем управления/ Г.А. Дидук, А.С. Коновалов, И.А. Орурк, Л.А. Осипов; под ред. А.А. Воронова и И.А. Орурка. – М.: Наука, 1984. – 344с.
152. Попов Е.П. Прикладная теория процессов управления в нелинейных системах. – М.: Наука, 1973. – 584с.
153. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. – М.: Наука, 1975.
154. Лукас В. А. Теория автоматического управления. – М.: Недра, 1990. – 416 с.
155. Брюханов В. Н. и др. Теория автоматического управления. – М.: Высшая школа, 2000г.
156. Острём К., Виттенмарк Б. Системы управления с ЭВМ: Пер. с англ. - М.: Мир, 1987. -480с., ил.
157. Клиначев Н.В. Теория систем автоматического управления Электронный ресурс. - Челябинск: ЮУрГУ, 2000 (дата обращения: 20.09.2020).
158. Клиначев Н.В. Моделирующая программа JIGREIN теория, программа руководство, модели. Электронный ресурс: <https://klinachev.nv.ru/Jigrein/index.htm>
159. Дьяконов В. П. Simulink 5/6/7: Самоучитель. – М.: ДМК Пресс, 2008. – 784с.
- Костюченко, Л.П. Имитационное моделирование систем электроснабжения в программе MATLAB: учеб. пособие / Л.П. Костюченко; КГАУ– Красноярск, 2012. – 215с.
160. Лурье М.С., Лурье О.М. Имитационное моделирование схем преобразовательной техники. Для студентов всех форм обучения специальностей. – Красноярск: СибГТУ, 2007. – 138с.
161. Лурье М.С. Применение программы MATLAB при изучении курса электро-

техники: учебное пособие / М.С. Лурье, О.М. Лурье. - Красноярск: СибГТУ, 2006. – 208с.

162. Борисов П.А., Томасов В.С. Расчет и моделирование выпрямителей. Учебное пособие по курсу “Элементы систем автоматики” (Часть I). – СПб: СПб ГУ ИТМО, 2009 – 169с.

163. Лазарев Ю. Моделирование процессов и систем в MATLAB. Учебный курс. СПб.: Питер; Киев: Издательская группа BHV, 2005. – 512с.

164. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. Екатеринбург: УРО РАН, 2000 г., 654с.

165. Трухин, М. П. Математическое моделирование радиотехнических устройств и систем: лабораторный практикум / М. П. Трухин. – Екатеринбург: Изд-во Уральского университета, 2014. – 190с.

166. V. Rajagopalan, "Computer-aided analysis of power electronic systems," Proceedings.14 Annual Conference of Industrial Electronics Society, 1988, pp. 528-533, doi:10.1109/IECON.1988.665738.

167. N. Mohan, Power Electronic, Converters, Applications and Design, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1995. - P.820.

168. Герман-Галкин. С. Г. Matlab&Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК. – СПб.: КОРОНА-Век, 2008. - 368с.

169. Герман-Галкин. С. Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: учебное пособие / С.Г. Герман – Галкин. – СПб: КОРОНА-принт, 2001. – 320с.

170. Кремлев И. А. Моделирование питающих и распределительных сетей / И. А. Кремлев, Т. В. Комякова, Р. Б. Скоков //Методические указания к выполнению лабораторных работ. – Омский гос. ун-т путей сообщения. – Омск, 2009. – 34с.

171. ГОСТ 32144-2013 «Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения».

172. ГОСТ 13109-97 «Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электро-

снабжения общего назначения».

173. Железко Ю.С. Потери электроэнергии. Реактивная мощность. Качество электроэнергии: Руководство для практических расчетов. – М.: ЭНАС, 2009, 456с.

174. Научно-исследовательский отчет на тему «Повышение эффективности распределительных электрических сетей и режимов работы их элементов», ОАО «Северэлектро», общественный фонд «Энергосбережение». Бишкек, 2013.

175. И.И. Карташев, В.Н. Тульский. Управление качеством электроэнергии/ Р.Г. Шамонов. Издательский дом МЭИ, 2008.

176. Куско А. Качество энергии в электрических сетях / пер. с англ. М.: Додэка-XXI, 2008. 336 с.

177. Сариев Б.И. Абдиева З.Э., Куржумбаева Р.Б., Касмамбетов Х.Т. КГТУ им. И. Раззакова, Влияние несимметрии напряжения на потери электроэнергии в системах электроснабжения 46-51С г. Бишкек, 2017, №2(20)

178. Опторазвязка URL: <https://radioskot.ru/publ/raznoe/optorazyvjazka/18-1-0-222>

179. Техническая документация для тактовой кнопки TS-A4PS-130 URL: <https://static.chipdip.ru/lib/071/DOC000071159.pdf>

180. Техническая документация для светодиода BL-LS1206 URL: <https://static.chipdip.ru/lib/258/DOC000258588.pdf>

181. Техническая документация для модуля драйвера МД2180П-Б URL: https://electrum-av.com/images/pasporta/09.Driver/md/md2180p-b_b1.pdf.

182. Техническая документация для L78M05ABDT URL: <https://static.chipdip.ru/lib/793/DOC011793856.pdf>.

183. Техническая документация на SN74LVC2G04 URL: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn74lvc2g04.pdf?ts=1655115145203&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F.

184. Техническая документация для модуля транзисторов X2G400TD06P3 URL: http://www.hivron.com/contents/datasheet/X2G400TD06P3_110916.pdf

ПРИЛОЖЕНИЕ 1. Классификация малых гидроэлектростанций

В настоящее время нет общепринятого всеми странами мира понятия МГЭС. При разработке классификации МГЭС можно делать упор на группы элементов таких как: напорные трубы, схемы сооружения, конструкция здания МГЭС, размер рабочего колеса турбин и т.д. Отличают малую гидроэлектростанцию, в которой предусматривается возведение водоподпорных и водопроводящих сооружений, здания для размещения гидросилового оборудования и других традиционных сооружений, от гидросиловой установки, использующей преимущественно кинетическую энергию водного потока с помощью водяных колёс, погруженных в поток турбин, и им подобных устройств.

При отнесении МГЭС к крупным, средним или малым оценка производится, как правило, по установленной мощности МГЭС. Минимальная мощность МГЭС может составлять всего несколько киловатт, что и подтверждает практика многих стран. В определении максимальной мощности, при которой МГЭС еще может быть отнесена к малым, существуют значительные расхождения. В разных странах верхняя граница мощности МГЭС принимается 1,5 – 30 МВт. Согласно классификации МГЭС по мощности, например, в странах Юго-Восточной Азии по предложению Китайской народной республики относятся станции до 12 МВт или оборудования с единичным агрегатом до 6 МВт [31].

Энергетическая организация латиноамериканских стран пользуется классификацией, по которой МГЭС подразделяются на три категории в зависимости от установленной мощности, кВт: микро ГЭС – до 100, мини ГЭС – 100 -1000, малые ГЭС – 1000 - 10000 [32]. Во многих развивающихся странах ГЭС мощностью 5 МВт являются часто единственными источниками электроэнергии в районе и к ним предъявляются самые высокие требования по надёжности снабжения электроэнергией. МГЭС по напору разделяют на низко-, средне- и высоко напорные. В отношении предельных значений напора для каждой категории также не существует единого мнения. В странах Латинской Америки под малым подразумевается значения, приведенные в таблице П1.1.

Таблица П1.1 – Виды гидроэлектростанций по напору

№	ГЭС	Напор, м		
		Низкий	Средний	Высокий
1.	Микро ГЭС	Менее 15	15-50	Более 50
2.	Мини ГЭС	Менее 20	20-100	Более 100
3.	Малые ГЭС	Менее 25	25-130	Более 130

В СССР принимали классификацию малых ГЭС по напору: низконапорные – $H < 15$ м; средненапорные – $15 < H < 50$ м; высоконапорные – $H > 50$ м. По сравнению с классификацией латиноамериканских стран в этой классификации предусмотрены более низкие напоры. Некоторые зарубежные машиностроительные фирмы и проектные организации предлагают другие предельные значения напоров. Очевидно, основная причина таких различий объясняется географическими особенностями страны или региона. Полагая, что понятие МГЭС включает в себя наряду с установленной мощностью ее строительные объемы и суммарные капиталовложения, находящиеся в прямой зависимости не только от мощности, но и от размеров турбин, целесообразно относить к категории МГЭС, оборудованных турбинами единичной мощностью до 10 МВт или имеющих диаметр рабочего колеса не более 2,8 м. Эти параметры агрегата определяют не только технические показатели МГЭС, но и возможность предельного упрощения конструкции здания МГЭС, отказа от ряда устройств и сооружений, унификации элементов проточного тракта и строительных конструкций.

Число агрегатов, устанавливаемых на МГЭС, при этом не имеет определяющего значения, тем более, что на практике оно редко превышает 2 – 3. Именно такие МГЭС и понимаются под термином “малые” в настоящей работе. В РТ, учитывая географическое положение местности, принимается следующая классификация МГЭС с установленной мощностью [33].

Таблица П1.2 – Классификация МГЭС в условиях РТ

№	Наименование МГЭС	Установленная мощность, кВт
1.	Микро	Больше и равно 10
2.	Мини	От 10 до 500
3.	Малая	От 500 до 10000

Учитывая данную классификацию, можно позволить строить МГЭС потребителями и эксплуатировать их, а для развития МГЭС разработать новые документы, направленные в первую очередь на упрощение строительства. По конструктивному исполнению и с учетом особенностей местности МГЭС можно подразделить так, как показано в таблице П.1.3.

Таблица П.1.3 – Типы МГЭС по конструктивному исполнению и с учетом особенностей местности

№	Типы МГЭС
1.	Плотинные
2.	Бесплотинные
3.	Рукавные
4.	Деривационные
5.	Гирляндные
6.	Переносные (мобильные).

По создаваемому напору за счет разности высот и орографии местности принятую классификацию МГЭС можно разделить по напору (таблица П.1.4).

Таблица П.1.4 – Типы МГЭС по напору

№	Наименование	Высота. Н, м.
1.	Низконапорные	Меньше 20
2.	Средненапорные	От 20 до 100
3.	высоконапорные	Более 100

Данное распределение установлено производителями МГЭС с учетом необходимого оборудования. В зависимости от удаленности потребителей от централизованного электроснабжения МГЭС можно подразделить:

- сетевые, работающие параллельно с единой электрической сетью;
- автономные, работающие отдельно и не имеющие связи с единой электроэнергетической системой.

Основными отдаленными потребителями в горных условиях РТ являются: кишлаки, туристические базы, а также гидрометеорологические пункты и пункты связи [31 – 33]. Для правительства РТ главным приоритетом являются новые МГЭС, построенные в годы независимости. Согласно [20] распределение числа МГЭС в РТ приведено в таблице П.1.5.

Таблица П.1.5 – Название МГЭС в разных регионах Республики Таджикистан

№	Наименование МГЭС	Район	Установленная мощность и количество агрегатов, кВт	Год ввода в эксплуатацию
Зона Рашт				
1.	Питовкул-1	Лахш	2x230	1964
2.	Питовкул-2	Лахш	2x552	2012
3.	Шашболои	Нурабад	1x183	2010
4.	Сангикар	Рашт	2x503	2011
5.	Тутак	Рашт	1x586	2013
6.	Фатхабад	Таджикабад	1x282	2010
Зона Куляб				
7.	Хорма	Балжувон	1x180	2011
Районы республиканского подчинения				
8.	Хазара -1	Варзоб	1x250	1999
9.	Хазара -2	Варзоб	1x250	2000
10.	Ширкент	Турсунзаде	2x288	2011
Зона Пенджикент				
11.	Дажик	Айни	1x260	2011
12.	Марзич	Айни	3x1433	2011
13.	Кухистон	Мастчох	1x500	2012
14.	Кухистон-1	Мастчох	1x500	2012
15.	Артуч	Пенджикент	1x500	2008
16.	Панджруд	Пенджикент	1x500	2011

ПРИЛОЖЕНИЕ 2. Гидротурбины и генераторы для МГЭС

По данным [35 - 42] в мире насчитывается порядка 130 фирм, занимающихся изготовлением и поставкой гидротурбин и гидрогенераторов, а также гидроагрегатов небольшой мощности. Большинство фирм производит традиционные турбины: поворотно-лопастные (турбины Каплана), радиально-осевые (Френсиса), ковшовые (Пельтона). Незначительное число фирм изготавливают также пропеллерные и поперечно-струйные (двукратные) турбины Банки. Единичные предприятия выпускают экзотические турбины – Страфло, наклонно-струйные (Тюрго).

Турбина будет извлекать энергию из текущей воды и превращать ее в механическую энергию, которая заставляет генератор вырабатывать электрическую энергию. Эффективность системы составляет от 65% до 80% в зависимости от стиля и конструкции турбины [35]. Турбины должны быть прочными машинами. Выбор турбины во многом определяется напором, под которым она работает. Кроме того, турбины также делятся по принципу действия и могут быть активными или реактивными [35]. Активные турбины преобразуют кинетическую энергию струи воды в механическую энергию, такие как турбина Пелтона, турбина Тюрго, турбина с перекрестным потоком и т. д. В то время как реактивные турбины преобразуют потенциальную энергию воды под давлением в механическую энергию, такие как турбина Френсиса, турбина Пропеллера, турбина Каплан и т. д. В таблице П.3.1 показана базовая классификация турбин, которые работают наиболее эффективно в определенном диапазоне давления и расхода воды [35]. В первых разработках МГЭС использовались турбины с грибовидными неподвижными лопастями, вынутыми наружу [35]. Известно, что уровень воды в течение года изменяется, и для его регулирования устанавливали плотины. Следовательно, чем больше пропускная способность трубопровода, зависящая от притока воды, тем больше вероятность, что избыточная вода на нижнем уровне затопит генератор. Турбины, которые работают при различных условиях высокой воды, имеют недостаток, поскольку при планировании лопаток турбины было отрегулировано, что хорошая

передача энергии происходит только в нормальной точке, а именно при определенных условиях скорости и соотношения давлений. Есть большие отклонения как вверх, так и вниз, например, на речных электростанциях.

Таблица П.3.1 – Базовая классификация турбин

№	Название турбины	Напор	КПД	Тип турбины
1.	Пелтон	50 <H<1000	0,8 – 0,85	Активные
2.	Поперечный поток	6 <H <100	0,7 – 0,8	
3.	Тюрго	50 <H <250	0,87 – 0,9	
4.	Пропеллер Каплан	2 <H <20	0,8 – 0,9	Реактивный
5.	Фрэнсис	10 <H <350	0,8 – 0,9	
6.	Насос как турбина	10 <H <350	в режиме насоса 0,89 в режиме турбины 0,84	

Согласно [36] в МГЭС республики Таджикистан в качестве системы управления потоком воды используется турбина Фрэнсиса РО100-Г-40/1500-500. Применение у турбины данной системы управления повышает стоимость МГЭС, имеется более высокая вероятность выхода её из строя, а также сильно влияет на режим работы МГЭС. Параметры данного вида турбины приведены в таблице П.3.2.

Таблица П.3.2 – Параметры турбины Фрэнсис тип РО100-40

№	Тип турбины РО100-Г-40	Значение	Единицы измерения
1.	Мощность	500	кВт
2.	Напор	71,3	м
3.	Номинальная частота вращения	1500	Об/мин
4.	КПД	0,43	%
5.	Максимальный расход воды через турбину	1,15	м ³ /с

Выбор турбины в основном основан на полученном напоре воды и более или менее на среднем расходе. Как правило, активные турбины используются для мест с высоким напором, а реактивные турбины – для мест с низким напором. Насосы, как турбина подходят для всех типов нагнетания и напора, их КПД хорошо при любых условиях потока.

Согласно [43,44] в Республике Таджикистан в Алмасинком ущелье Гиссарского района для электроснабжения сейсмологического комплекса установлена микрогидроэлектростанция с мощностью 15кВт, в Гузнском ущелье Горно-Матчинского района мощностью 500кВт, для электроснабжения труднодоступных кишлаков «Гузн 1 и 2, Газн, Равоск» в качестве турбины используется центробежный насос. В таблице 14 приведены параметры насоса используемого в качестве гидротурбины микроГЭС мощностью 15кВт, установленного в Алмасинком ущелье Гиссарского района для электроснабжения сейсмологического комплекса [44] и МГЭС с мощностью 500кВт в Обурдонском ущелье Горно-Матчинского района для электроснабжения труднодоступных кишлаков «Гузн 1,2; Газн; Равоск». При использовании центробежного насоса в качестве турбины КПД насоса уменьшается в пределах от 0,2 до 0,4% от номинального КПД [45,46].

Таблица П.3.3 – Номинальные параметры насоса, используемого в качестве гидротурбины

№	Параметры насоса	Значение		Единицы измерения
1.	Мощность	55	500	кВт
2.	Номинальная частота вращения	1500	1450	Об/мин
3.	Диаметр входного патрубка	180	300	мм
4.	Диаметр выходного патрубка	200	370	мм
5.	Номинальный диаметр рабочего колеса	400	432	мм
6.	Производительность	328	-	м ³ /час
7.	Номинальный напор	40	32	м
8.	КПД в насосном режиме	0,65	0,86	%
9.	КПД в турбинном режиме	0,43	0,63	%
10.	Число лопастей рабочего колеса	10	-	шт.
11.	Момент инерция ротора	0,5	-	кг м ²
12.	Длина водонапорной трубы	106	100	м
13.	Высота водонапорной трубы	85	56	м
14.	Внутренний диаметр водонапорной труба	200	300	мм
15.	Расход воды при номинальной нагрузке гидроагрегата	0,24	800	м ³ /с

Предполагается, что строительство МГЭС устранил проблемы, связанные с электроснабжением в труднодоступных районах РТ [10]. Согласно закону, в период с 2009 по 2016 год в РТ построено и введено в эксплуатацию более 300 МГЭС [3,8], мощность, которых варьируется в пределах от 5 до 586кВт. Гидравлическое оборудование доставлялось из Китайской Народной Республики. Параметры элементов МГЭС представлены в таблице П.3.4.

Таблица П.3.4 – Основные технические характеристики гидрогенераторов

№	Тип гидрогенератора	Мощность		Напряжение	Частота	Давление воды	Расход воды	Скорость вращения	cosφ
		кВт	кВА						
1.	ГС-630-БС-1	500	630	0,4	50	71,3	1,15	1500	0,87
2.	SFW-1430-6	1430	-	6	50	141,3	1,217	1000	0,8
3.	SFW-260-6/990	260	-	0,4	50	32,4	1,0	1000	0,8
4.	SFW-K500-10/990	500	-	6	50	31	2,2	600	0,8
5.	SFW-500-04	500	-	0,4	50	18	0,7	-	0,8
6.	SFW-500-04	500	-	0,4	50	56	1,0	1000	0,8
7.	SFW30-60	30	-	0,4	50	-	-	-	0,8
8.	ГС-630-БС-1	15	-	0,4	50	5	0,7	2800	0,7
9.	SFW 180-6	180	-	0,4	50	-	-	1740	0,8

ПРИЛОЖЕНИЕ 3. Фотографии МГЭС «Панчруд -500кВт»



МГЭС – 15квт с центробежным насосом в турбинном режиме работы, установленная в Алмасинском ущелье республики Таджикистан 8 февраля 2019.



ПРИЛОЖЕНИЕ 4. Суточный режим работы МГЭС «Панчруд – 500кВт» с 5. 02. 2019 г. до 8. 02. 2019 г.

5. 02. 2019 г.

Время час	Мощность кВт	Нагрузка на фазах, А		
		А	В	С
6:00	200	320	290	200
8:00	280	320	290	190
11:00	210	240	200	120
12:00	230	250	220	130
15:00	210	230	240	100
16:00	230	250	250	150
17:00	230	290	290	160
18:00	260	290	270	200
19:00	250	280	270	190
20:00	240	270	270	180
22:00	200	250	230	110
00:00	110	90	90	90

6. 02. 2019 г.

Время час	Мощность кВт	Нагрузка на фазах, А		
		А	В	С
6:00	230	290	270	150
7:00	250	300	250	150
8:00	260	300	290	170
9:00	230	250	230	120
10:00	200	230	200	100
12:00	250	300	250	150
14:00	220	250	200	120
16:00	240	270	250	150
18:00	260	300	290	190
18:30	290	300	300	210
20:00	250	300	260	150
22:00	200	250	230	100
00:00	120	100	90	70

7. 02. 2019 г.

Время час	Мощность кВт	Нагрузка на фазах, А		
		А	В	С
6:00	200	230	200	90
7:00	280	340	300	190
8:00	290	345	305	200
10:00	250	300	260	130
12:00	240	290	240	110
14:00	245	290	235	100
16:00	220	270	250	150
18:00	290	315	300	210
20:00	300	230	305	215
22:00	230	200	200	100
00:00	140	200	180	90

8. 02. 2019 г.

Время час	Мощность кВт	Нагрузка на фазах, А		
		А	В	С
6:00	250	280	260	170
8:00	200	250	200	130
9:00	230	250	230	120
10:00	200	230	200	100
12:00	250	260	260	120
14:00	230	260	220	130
16:00	250	270	260	120
18:00	260	290	270	120
19:00	280	300	290	200
20:00	250	270	250	130
22:00	210	210	210	100
00:00	110	100	90	60

ПРИЛОЖЕНИЕ 5. Тексты программных файлов

1. ТЕКСТ ПРОГРАММНОГО ФАЙЛА «MAIN.C»

```
/* USER CODE BEGIN Header */
/**
 * *****
 * @file      : main.c
 * @brief     : Main program body
 * *****
 * @attention
 *
 * <h2><center>&copy; Copyright (c) 2023 STMicroelectronics.
 * All rights reserved.</center></h2>
 *
 * This software component is licensed by ST under BSD 3-Clause license,
 * the "License"; You may not use this file except in compliance with the
 * License. You may obtain a copy of the License at:
 *
 *          opensource.org/licenses/BSD-3-Clause
 *
 * *****
 */
/* USER CODE END Header */
/* Includes -----*/
#include "main.h"
/* Private includes -----*/
/* USER CODE BEGIN Includes */
/* USER CODE END Includes */
/* Private typedef -----*/
/* USER CODE BEGIN PTD */
/* USER CODE END PTD */
/* Private define -----*/
/* USER CODE BEGIN PD */
/* USER CODE END PD */
/* Private macro -----*/
/* USER CODE BEGIN PM */
/* USER CODE END PM */
/* Private variables -----*/
/* USER CODE BEGIN PV */
extern unsigned short adc_1[3]; // массив о цифрованных значений с АЦП
/* USER CODE END PV */
/* Private function prototypes -----*/
void SystemClock_Config(void);
static void MX_GPIO_Init(void);
static void MX_DMA_Init(void);
```

```

static void MX_TIM6_Init(void);
static void MX_ADC1_Init(void);
static void MX_DAC_Init(void);
static void MX_TIM1_Init(void);
/* USER CODE BEGIN PFP */
/* USER CODE END PFP */
/* Private user code -----*/
/* USER CODE BEGIN 0 */
/* USER CODE END 0 */
/**
 * @brief The application entry point.
 * @retval int
 */
int main(void)
{
/* USER CODE BEGIN 1 */
/* USER CODE END 1 */
/* MCU Configuration-----*/
/* Reset of all peripherals, Initializes the Flash interface and the Systick. */
LL_APB2_GRP1_EnableClock(LL_APB2_GRP1_PERIPH_SYSCFG);
LL_APB1_GRP1_EnableClock(LL_APB1_GRP1_PERIPH_PWR);
NVIC_SetPriorityGrouping(NVIC_PRIORITYGROUP_1);
/* System interrupt init*/
/* USER CODE BEGIN Init */
/* USER CODE END Init */
/* Configure the system clock */
SystemClock_Config();
/* USER CODE BEGIN SysInit */
/* USER CODE END SysInit */
/* Initialize all configured peripherals */
MX_GPIO_Init();
MX_DMA_Init();
MX_TIM6_Init();
MX_ADC1_Init();
MX_DAC_Init();
MX_TIM1_Init();
/* USER CODE BEGIN 2 */
LL_GPIO_SetOutputPin(GPIOE, Ind_Pin); // светодиод
LL_GPIO_SetOutputPin(GPIOE, OL1_Pin | OL2_Pin | OL3_Pin); // выключение
нижних ключей
LL_GPIO_SetOutputPin(GPIOA, OH1_Pin | OH2_Pin | OH3_Pin); // выключение
верхних ключей
LL_GPIO_SetOutputPin(GPIOB, OL6_Pin); // выключение нижнего ключа дрос-
селя

```

```

LL_GPIO_SetOutputPin(GPIOC, OH6_Pin); // выключение верхнего ключа дрос-
селя
LL_ADC_EnableInternalRegulator(ADC1);
LL_mDelay(10);
LL_ADC_StartCalibration(ADC1, LL_ADC_SINGLE_ENDED); //запускаем калиб-
ровку
while (LL_ADC_IsCalibrationOnGoing(ADC1) != RESET); // ждем пока калибровка
закончится
adc_1[2] = LL_ADC_GetCalibrationFactor(ADC1, LL_ADC_SINGLE_ENDED);
//настройка DMA для ADC1:
LL_DMA_SetDataLength (DMA1, LL_DMA_CHANNEL_1, 0x02); // объем памяти
для передачи
// адрес переменной в ОЗУ, в которую переносим значение
LL_DMA_SetMemoryAddress (DMA1, LL_DMA_CHANNEL_1, (uint32_t) &adc_1);
// адрес регистра АЦП, от куда будем брать значение
LL_DMA_SetPeriphAddress(DMA1, LL_DMA_CHANNEL_1, (uint32_t) &ADC1-
>DR);
/* USER CODE END 2 */
/* Infinite loop */
/* USER CODE BEGIN WHILE */
while (1)
{
/* USER CODE END WHILE */

/* USER CODE BEGIN 3 */
}
/* USER CODE END 3 */
}
/**
 * @brief System Clock Configuration
 * @retval None
 */
void SystemClock_Config(void)
{
LL_FLASH_SetLatency(LL_FLASH_LATENCY_2);
if(LL_FLASH_GetLatency() != LL_FLASH_LATENCY_2)
{
Error_Handler();
}
LL_RCC_HSE_Enable();

/* Wait till HSE is ready */
while(LL_RCC_HSE_IsReady() != 1)
{
}

```



```

LL_RCC_PLL_ConfigDomain_SYS(LL_RCC_PLLSOURCE_HSE_DIV_1,
LL_RCC_PLL_MUL_9);
LL_RCC_PLL_Enable();
/* Wait till PLL is ready */
while(LL_RCC_PLL_IsReady() != 1)
{
}
LL_RCC_SetAHBPrescaler(LL_RCC_SYSCLK_DIV_1);
LL_RCC_SetAPB1Prescaler(LL_RCC_APB1_DIV_2);
LL_RCC_SetAPB2Prescaler(LL_RCC_APB1_DIV_1);
LL_RCC_SetSysClkSource(LL_RCC_SYS_CLKSOURCE_PLL);

/* Wait till System clock is ready */
while(LL_RCC_GetSysClkSource() != LL_RCC_SYS_CLKSOURCE_STATUS_PLL)
{
}
LL_Init1ms Tick(72000000);
LL_SetSystemCoreClock(72000000);
LL_RCC_SetTIMClockSource(LL_RCC_TIM1_CLKSOURCE_PCLK2);
LL_RCC_SetADCClockSource(LL_RCC_ADC12_CLKSRC_PLL_DIV_1);
}
/**
 * @brief ADC1 Initialization Function
 * @param None
 * @retval None
 */
static void MX_ADC1_Init(void)
{
/* USER CODE BEGIN ADC1_Init 0 */
/* USER CODE END ADC1_Init 0 */
LL_ADC_InitTypeDef ADC_InitStruct = {0};
LL_ADC_REG_InitTypeDef ADC_REG_InitStruct = {0};
LL_ADC_CommonInitTypeDef ADC_CommonInitStruct = {0};
LL_GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStruct = {0};
/* Peripheral clock enable */
LL_AHB1_GRP1_EnableClock(LL_AHB1_GRP1_PERIPH_ADC12);
LL_AHB1_GRP1_EnableClock(LL_AHB1_GRP1_PERIPH_GPIOC);
/**ADC1 GPIO Configuration
PC1 -----> ADC1_IN7
PC3 -----> ADC1_IN9
*/
GPIO_InitStruct.Pin = LL_GPIO_PIN_1|LL_GPIO_PIN_3;
GPIO_InitStruct.Mode = LL_GPIO_MODE_ANALOG;
GPIO_InitStruct.Pull = LL_GPIO_PULL_NO;
LL_GPIO_Init(GPIOC, &GPIO_InitStruct);

```

```

/* ADC1 DMA Init */
/* ADC1 Init */
LL_DMA_SetDataTransferDirection(DMA1, LL_DMA_CHANNEL_1, LL_DMA_DIRECTION_PERIPH_TO_MEMORY);
LL_DMA_SetChannelPriorityLevel(DMA1, LL_DMA_CHANNEL_1, LL_DMA_PRIORITY_LOW);
LL_DMA_SetMode(DMA1, LL_DMA_CHANNEL_1, LL_DMA_MODE_CIRCULAR);
LL_DMA_SetPeriphIncMode(DMA1, LL_DMA_CHANNEL_1, LL_DMA_PERIPH_NOINCREMENT);
LL_DMA_SetMemoryIncMode(DMA1, LL_DMA_CHANNEL_1, LL_DMA_MEMORY_INCREMENT);
LL_DMA_SetPeriphSize(DMA1, LL_DMA_CHANNEL_1, LL_DMA_PDATAALIGN_HALFWORD);
LL_DMA_SetMemorySize(DMA1, LL_DMA_CHANNEL_1, LL_DMA_MDATAALIGN_HALFWORD);
/* USER CODE BEGIN ADC1_Init 1 */
/* USER CODE END ADC1_Init 1 */
/** Common config
*/
ADC_InitStruct.Resolution = LL_ADC_RESOLUTION_12B;
ADC_InitStruct.DataAlignment = LL_ADC_DATA_ALIGN_RIGHT;
ADC_InitStruct.LowPowerMode = LL_ADC_LP_MODE_NONE;
LL_ADC_Init(ADC1, &ADC_InitStruct);
ADC_REG_InitStruct.TriggerSource = LL_ADC_REG_TRIG_EXT_TIM1_TRGO;
ADC_REG_InitStruct.SequencerLength = LL_ADC_REG_SEQ_SCAN_ENABLE_2RANKS;
ADC_REG_InitStruct.SequencerDiscont = LL_ADC_REG_SEQ_DISCONT_DISABLE;
ADC_REG_InitStruct.ContinuousMode = LL_ADC_REG_CONV_SINGLE;
ADC_REG_InitStruct.DMATransfer = LL_ADC_REG_DMA_TRANSFER_UNLIMITED;
ADC_REG_InitStruct.Overrun = LL_ADC_REG_OVR_DATA_OVERWRITTEN;
LL_ADC_REG_Init(ADC1, &ADC_REG_InitStruct);
LL_ADC_DisableIT_EOC(ADC1);
LL_ADC_DisableIT_EOS(ADC1);
ADC_CommonInitStruct.CommonClock = LL_ADC_CLOCK_ASYNC_DIV1;
ADC_CommonInitStruct.Multimode = LL_ADC_MULTI_INDEPENDENT;
LL_ADC_CommonInit(__LL_ADC_COMMON_INSTANCE(ADC1), &ADC_CommonInitStruct);
LL_ADC_REG_SetTriggerEdge(ADC1, LL_ADC_REG_TRIG_EXT_RISING);
/** Configure Regular Channel
*/
LL_ADC_REG_SetSequencerRanks(ADC1, LL_ADC_REG_RANK_1, LL_ADC_CHANNEL_7);

```

```

LL_ADC_SetChannelSamplingTime(ADC1, LL_ADC_CHANNEL_7,
LL_ADC_SAMPLINGTIME_19CYCLES_5);
LL_ADC_SetChannelSingleDiff(ADC1, LL_ADC_CHANNEL_7, LL_ADC_SINGLE_ENDED);
/** Configure Regular Channel
*/
LL_ADC_REG_SetSequencerRanks(ADC1, LL_ADC_REG_RANK_2,
LL_ADC_CHANNEL_9);
LL_ADC_SetChannelSamplingTime(ADC1, LL_ADC_CHANNEL_9,
LL_ADC_SAMPLINGTIME_19CYCLES_5);
LL_ADC_SetChannelSingleDiff(ADC1, LL_ADC_CHANNEL_9, LL_ADC_SINGLE_ENDED);
/* USER CODE BEGIN ADC1_Init 2 */

/* USER CODE END ADC1_Init 2 */
}
/**
 * @brief DAC Initialization Function
 * @param None
 * @retval None
 */
static void MX_DAC_Init(void)
{
/* USER CODE BEGIN DAC_Init 0 */
/* USER CODE END DAC_Init 0 */
LL_DAC_InitTypeDef DAC_InitStruct = {0};
LL_GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStruct = {0};
/* Peripheral clock enable */
LL_APB1_GRP1_EnableClock(LL_APB1_GRP1_PERIPH_DAC1);

LL_AHB1_GRP1_EnableClock(LL_AHB1_GRP1_PERIPH_GPIOA);
/**DAC GPIO Configuration
PA4 -----> DAC_OUT1
PA5 -----> DAC_OUT2
*/
GPIO_InitStruct.Pin = LL_GPIO_PIN_4|LL_GPIO_PIN_5;
GPIO_InitStruct.Mode = LL_GPIO_MODE_ANALOG;
GPIO_InitStruct.Pull = LL_GPIO_PULL_NO;
LL_GPIO_Init (GPIOA, &GPIO_InitStruct);
/* DAC interrupt Init */
NVIC_SetPriority (TIM6_DAC_IRQn, NVIC_EncodePriority(NVIC_GetPriorityGrouping (),1, 0));
NVIC_EnableIRQ(TIM6_DAC_IRQn);
/* USER CODE BEGIN DAC_Init 1 */
/* USER CODE END DAC_Init 1 */

```

```

/** DAC channel OUT1 config
*/
DAC_InitStruct.TriggerSource = LL_DAC_TRIG_SOFTWARE;
DAC_InitStruct.WaveAutoGeneration = LL_DAC_WAVE_AUTO_GENERATION_NONE;
DAC_InitStruct.OutputBuffer = LL_DAC_OUTPUT_BUFFER_ENABLE;
LL_DAC_Init (DAC, LL_DAC_CHANNEL_1, &DAC_InitStruct);
LL_DAC_DisableTrigger (DAC, LL_DAC_CHANNEL_1);
/** DAC channel OUT2 config
*/
LL_DAC_Init (DAC, LL_DAC_CHANNEL_2, &DAC_InitStruct);
LL_DAC_DisableTrigger (DAC, LL_DAC_CHANNEL_2);
/* USER CODE BEGIN DAC_Init 2 */

/* USER CODE END DAC_Init 2 */
}
/**
 * @brief TIM1 Initialization Function
 * @param None
 * @retval None
 */
static void MX_TIM1_Init(void)
{
/* USER CODE BEGIN TIM1_Init 0 */
/* USER CODE END TIM1_Init 0 */
LL_TIM_InitTypeDef TIM_InitStruct = {0};
/* Peripheral clock enable */
LL_APB2_GRP1_EnableClock(LL_APB2_GRP1_PERIPH_TIM1);
/* USER CODE BEGIN TIM1_Init 1 */
/* USER CODE END TIM1_Init 1 */
TIM_InitStruct.Prescaler = 0;
TIM_InitStruct.CounterMode = LL_TIM_COUNTERMODE_UP;
TIM_InitStruct.Autoreload = 360;
TIM_InitStruct.ClockDivision = LL_TIM_CLOCKDIVISION_DIV1;
TIM_InitStruct.RepetitionCounter = 0;
LL_TIM_Init (TIM1, &TIM_InitStruct);
LL_TIM_DisableARRPreload(TIM1);
LL_TIM_SetClock Source (TIM1, LL_TIM_CLOCKSOURCE_INTERNAL);
LL_TIM_SetTrigger Output (TIM1, LL_TIM_TRGO_UPDATE);
LL_TIM_SetTrigger Output2 (TIM1, LL_TIM_TRGO2_RESET);
LL_TIM_Disable Master Slave Mode (TIM1);
/* USER CODE BEGIN TIM1_Init 2 */
/* USER CODE END TIM1_Init 2 */
}
/**

```

```

* @brief TIM6 Initialization Function
* @param None
* @retval None
*/
static void MX_TIM6_Init(void)
{

/* USER CODE BEGIN TIM6_Init 0 */

/* USER CODE END TIM6_Init 0 */

LL_TIM_InitTypeDef TIM_InitStruct = {0};

/* Peripheral clock enable */
LL_APB1_GRP1_EnableClock(LL_APB1_GRP1_PERIPH_TIM6);

/* TIM6 interrupt Init */
NVIC_SetPriority (TIM6_DAC_IRQn, NVIC_EncodePriority(NVIC_GetPriorityGrouping(),1, 0));
NVIC_EnableIRQ(TIM6_DAC_IRQn);
/* USER CODE BEGIN TIM6_Init 1 */
/* USER CODE END TIM6_Init 1 */
TIM_InitStruct.Prescaler = 999;
TIM_InitStruct.CounterMode = LL_TIM_COUNTERMODE_UP;
TIM_InitStruct.Autoreload = 240;
LL_TIM_Init (TIM6, &TIM_InitStruct);
LL_TIM_DisableARRPreload(TIM6);
LL_TIM_SetTriggerOutput (TIM6, LL_TIM_TRGO_RESET);
LL_TIM_DisableMasterSlaveMode(TIM6);
/* USER CODE BEGIN TIM6_Init 2 */
/* USER CODE END TIM6_Init 2 */
}

/**
* Enable DMA controller clock
*/
static void MX_DMA_Init(void)
{

/* Init with LL driver */
/* DMA controller clock enable */
LL_AHB1_GRP1_EnableClock(LL_AHB1_GRP1_PERIPH_DMA1);

/* DMA interrupt init */
/* DMA1_Channel1_IRQn interrupt configuration */

```

```

NVIC_SetPriority(DMA1_Channel1_IRQn, NVIC_EncodePriority(NVIC_GetPriorityGrouping(),0, 0));
NVIC_EnableIRQ(DMA1_Channel1_IRQn);
}
/**
 * @brief GPIO Initialization Function
 * @param None
 * @retval None
 */
static void MX_GPIO_Init(void)
{
LL_EXTI_InitTypeDef EXTI_InitStruct = {0};
LL_GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStruct = {0};

/* GPIO Ports Clock Enable */
LL_AHB1_GRP1_EnableClock(LL_AHB1_GRP1_PERIPH_GPIOE);
LL_AHB1_GRP1_EnableClock(LL_AHB1_GRP1_PERIPH_GPIOF);
LL_AHB1_GRP1_EnableClock(LL_AHB1_GRP1_PERIPH_GPIOC);
LL_AHB1_GRP1_EnableClock(LL_AHB1_GRP1_PERIPH_GPIOA);
LL_AHB1_GRP1_EnableClock(LL_AHB1_GRP1_PERIPH_GPIOB);
/**/
LL_GPIO_SetOutputPin (GPIOE, Ind_Pin|OL1_Pin|OL2_Pin|OL3_Pin);
/**/
LL_GPIO_SetOutputPin(OL6_GPIO_Port, OL6_Pin);
/**/
LL_GPIO_SetOutputPin(OH6_GPIO_Port, OH6_Pin);

/**/
LL_GPIO_SetOutputPin(GPIOA, OH1_Pin|OH2_Pin|OH3_Pin);

/**/
GPIO_InitStruct.Pin = Ind_Pin|OL1_Pin|OL2_Pin|OL3_Pin;
GPIO_InitStruct.Mode = LL_GPIO_MODE_OUTPUT;
GPIO_InitStruct.Speed = LL_GPIO_SPEED_FREQ_LOW;
GPIO_InitStruct.OutputType = LL_GPIO_OUTPUT_PUSHPULL;
GPIO_InitStruct.Pull = LL_GPIO_PULL_NO;
LL_GPIO_Init(GPIOE, &GPIO_InitStruct);
/**/
GPIO_InitStruct.Pin = OL6_Pin;
GPIO_InitStruct.Mode = LL_GPIO_MODE_OUTPUT;
GPIO_InitStruct.Speed = LL_GPIO_SPEED_FREQ_LOW;
GPIO_InitStruct.OutputType = LL_GPIO_OUTPUT_PUSHPULL;
GPIO_InitStruct.Pull = LL_GPIO_PULL_NO;
LL_GPIO_Init (OL6_GPIO_Port, &GPIO_InitStruct);
/**/

```

```

GPIO_InitStruct.Pin = OH6_Pin;
GPIO_InitStruct.Mode = LL_GPIO_MODE_OUTPUT;
GPIO_InitStruct.Speed = LL_GPIO_SPEED_FREQ_LOW;
GPIO_InitStruct.OutputType = LL_GPIO_OUTPUT_PUSHPULL;
GPIO_InitStruct.Pull = LL_GPIO_PULL_NO;
LL_GPIO_Init (OH6_GPIO_Port, &GPIO_InitStruct);
/**/
GPIO_InitStruct.Pin = OH1_Pin|OH2_Pin|OH3_Pin;
GPIO_InitStruct.Mode = LL_GPIO_MODE_OUTPUT;
GPIO_InitStruct.Speed = LL_GPIO_SPEED_FREQ_LOW;
GPIO_InitStruct.OutputType = LL_GPIO_OUTPUT_PUSHPULL;
GPIO_InitStruct.Pull = LL_GPIO_PULL_NO;
LL_GPIO_Init (GPIOA, &GPIO_InitStruct);

/**/
LL_SYSCFG_SetEXTISource(LL_SYSCFG_EXTI_PORTA, LL_SYSCFG_EXTI_LINE1);

/**/
LL_GPIO_SetPinPull(Button_GPIO_Port, Button_Pin, LL_GPIO_PULL_NO);

/**/
LL_GPIO_SetPinMode(Button_GPIO_Port, Button_Pin, LL_GPIO_MODE_INPUT);

/**/
EXTI_InitStruct.Line_0_31 = LL_EXTI_LINE_1;
EXTI_InitStruct.Line_32_63 = LL_EXTI_LINE_NONE;
EXTI_InitStruct.LineCommand = ENABLE;
EXTI_InitStruct.Mode = LL_EXTI_MODE_IT;
EXTI_InitStruct.Trigger = LL_EXTI_TRIGGER_RISING;
LL_EXTI_Init(&EXTI_InitStruct);
/* EXTI interrupt init*/
NVIC_SetPriority(EXTI1_IRQn, NVIC_EncodePriority(NVIC_GetPriorityGrouping(),0, 0));
NVIC_EnableIRQ(EXTI1_IRQn);

}
/* USER CODE BEGIN 4 */
/* USER CODE END 4 */
/**
 * @brief This function is executed in case of error occurrence.
 * @retval None
 */
void Error_Handler(void)
{

```

```

/* USER CODE BEGIN Error_Handler_Debug */
/* User can add his own implementation to report the HAL error return state */
/* USER CODE END Error_Handler_Debug */
}
#ifdef USE_FULL_ASSERT
/**
 * @brief Reports the name of the source file and the source line number
 * where the assert_param error has occurred.
 * @param file: pointer to the source file name
 * @param line: assert_param error line source number
 * @retval None
 */
void assert_failed (uint8_t *file, uint32_t line)
{
/* USER CODE BEGIN 6 */
/* User can add his own implementation to report the file name and line number,
tex: printf ("Wrong parameters value: file %s on line %d\r\n", file, line) */
/* USER CODE END 6 */
}
#endif /* USE_FULL_ASSERT */
/***** (C) COPYRIGHT STMicroelectronics *****/
FILE*****/

```

2. ТЕКСТ ПРОГРАММНОГО ФАЙЛА «STM32F3XX_IT.C»

```

/* USER CODE BEGIN Header */
/**
*****
 * @file  stm32f3xx_it.c
 * @brief Interrupt Service Routines.
*****
 * @attention
 * <h2><center>&copy; Copyright (c) 2023 STMicroelectronics.
 * All rights reserved.</center></h2>
 * This software component is licensed by ST under BSD 3-Clause license,
 * the "License"; You may not use this file except in compliance with the
 * License. You may obtain a copy of the License at:
 * opensource.org/licenses/BSD-3-Clause
*****/
/* USER CODE END Header */
/* Includes -----*/
#include "main.h"
#include "stm32f3xx_it.h"
/* Private includes -----*/

```



```

/* USER CODE BEGIN Includes */
/* USER CODE END Includes */

/* Private typedef -----*/
/* USER CODE BEGIN TD */
/* USER CODE END TD */

/* Private define -----*/
/* USER CODE BEGIN PD */
/* USER CODE END PD */

/* Private macro -----*/
/* USER CODE BEGIN PM */
/* USER CODE END PM */

/* Private variables -----*/
/* USER CODE BEGIN PV */ unsignedchar Kommyt180; // определяет текущий
включаемый вектор напряжения unsigned char A1=0; // Определяет разрешение
включения или выключения ТИМ6;
unsigned short adc_1[3]; // массив оцифрованных значений с АЦП
unsigned short Uoc, Uvh; // оцифрованные значения обратной связи и входного
напряжения
unsigned short Uzad; // преобразованное значение входного напряжения в задание
signed short Delta_U = 10; // ширина петли гистерезиса для напряжения в ед. АЦП
signed short Razn; // разница между заданием и обратной связью
unsigned char dross = 0; // состояние дросселя средней точки: 0 - выключен, 1 - Н,
2 - L
/* USER CODE END PV */
/* Private function prototypes -----*/
/* USER CODE BEGIN PFP */
/* USER CODE END PFP */
/* Private user code -----*/
/* USER CODE BEGIN 0 */
/* USER CODE END 0 */
/* External variables -----*/
/* USER CODE BEGIN EV */
/* USER CODE END EV */
/*****
/* Cortex-M4 Processor Interruption and Exception Handlers */
/*****
/**
 * @brief This function handles Non maskable interrupt.
 */
void NMI_Handler(void)
{
/* USER CODE BEGIN NonMaskableInt_IRQn 0 */
/* USER CODE END NonMaskableInt_IRQn 0 */
/* USER CODE BEGIN NonMaskableInt_IRQn 1 */

```

```

/* USER CODE END NonMaskableInt_IRQn 1 */
}
/**
 * @brief This function handles Hard fault interrupt.
 */
void HardFault_Handler(void)
{
/* USER CODE BEGIN HardFault_IRQn 0 */
/* USER CODE END HardFault_IRQn 0 */
while (1)
{
/* USER CODE BEGIN W1_HardFault_IRQn 0 */
/* USER CODE END W1_HardFault_IRQn 0 */
}
}
/**
 * @brief This function handles Memory management fault.
 */
void MemManage_Handler(void)
{
/* USER CODE BEGIN MemoryManagement_IRQn 0 */
/* USER CODE END MemoryManagement_IRQn 0 */
while (1)
{
/* USER CODE BEGIN W1_Memory Management_IRQn 0 */
/* USER CODE END W1_Memory Management_IRQn 0 */
}
}
/**
 * @brief This function handles Pre-fetch fault, memory access fault.
 */
void BusFault_Handler(void)
{
/* USER CODE BEGIN BusFault_IRQn 0 */

/* USER CODE END BusFault_IRQn 0 */
while (1)
{
/* USER CODE BEGIN W1_BusFault_IRQn 0 */
/* USER CODE END W1_BusFault_IRQn 0 */
}
}
/**
 * @brief This function handles Undefined instruction or illegal state.
 */

```

```

void UsageFault_Handler(void)
{
/* USER CODE BEGIN UsageFault_IRQn 0 */
/* USER CODE END UsageFault_IRQn 0 */
while (1)
{
/* USER CODE BEGIN W1_UsageFault_IRQn 0 */
/* USER CODE END W1_UsageFault_IRQn 0 */
}
}
/**
 * @brief This function handles System service call via SWI instruction.
 */
void SVC_Handler(void)
{
/* USER CODE BEGIN SVCcall_IRQn 0 */
/* USER CODE END SVCcall_IRQn 0 */
/* USER CODE BEGIN SVCcall_IRQn 1 */
/* USER CODE END SVCcall_IRQn 1 */
}
/**
 * @brief This function handles Debug monitor.
 */
void DebugMon_Handler(void)
{
/* USER CODE BEGIN DebugMonitor_IRQn 0 */
/* USER CODE END DebugMonitor_IRQn 0 */
/* USER CODE BEGIN DebugMonitor_IRQn 1 */
/* USER CODE END DebugMonitor_IRQn 1 */
}
/**
 * @brief This function handles Pendable request for system service.
 */
void PendSV_Handler(void)
{
/* USER CODE BEGIN PendSV_IRQn 0 */
/* USER CODE END PendSV_IRQn 0 */
/* USER CODE BEGIN PendSV_IRQn 1 */
/* USER CODE END PendSV_IRQn 1 */
}
/**
 * @brief This function handles System tick timer.
 */
void SysTick_Handler(void)
{

```

```

/* USER CODE BEGIN SysTick_IRQn 0 */
/* USER CODE END SysTick_IRQn 0 */
/* USER CODE BEGIN SysTick_IRQn 1 */
/* USER CODE END SysTick_IRQn 1 */
}
/*****
/* STM32F3xx Peripheral Interrupt Handlers                               */
/* Add here the Interrupt Handlers for the used peripherals.           */
/* For the available peripheral interrupt handler names,                */
/* please refer to the startup file (startup_stm32f3xx.s).            */
/*****
/**
 * @brief This function handles EXTI line1 interrupt.
 */
void EXTI1_IRQHandler(void)
{
/* USER CODE BEGIN EXTI1_IRQn 0 */
/* USER CODE END EXTI1_IRQn 0 */
if (LL_EXTI_IsActiveFlag_0_31(LL_EXTI_LINE_1) != RESET)
{
LL_EXTI_ClearFlag_0_31(LL_EXTI_LINE_1);
/* USER CODE BEGIN LL_EXTI_LINE_1 */
//Кнопка в плате преобразователя на PE0
if (A1 == 0)
{A1 = 1;
LL_TIM_EnableCounter(TIM6); // включение таймера 6.
LL_TIM_EnableIT_UPDATE(TIM6); // разрешение прерывания по обновлению
таймераб
Коммт180=0;
dross = 0;
// управление фазами
LL_GPIO_Reset Output Pin (GPIOA, OH1_Pin | OH3_Pin);
LL_GPIO_Reset Output Pin (GPIOE, OL2_Pin);
// разрешаем прерывание по выполненному переносу
LL_DMA_Enable Channel (DMA1, LL_DMA_CHANNEL_1); // разрешаем работу
ДМА
LL_DMA_EnableIT_TC (DMA1, LL_DMA_CHANNEL_1); // разрешение прерыва-
ния по окончанию преобразования в АЦП и переносе результата в память посред-
ством ДМА
LL_TIM_EnableCounter(TIM1); // включение таймера 1 для стробирования вычис-
лений в АЦП1
LL_ADC_Enable(ADC1); // разрешаем работу АЦП
while (!LL_ADC_IsActiveFlag_ADRDY(ADC1)); // ждем флаг "АЦП готово"
LL_ADC_REG_StartConversion(ADC1); // запуск преобразования в АЦП
// включение двух каналов ЦАП

```

```

LL_DAC_Enable (DAC1, LL_DAC_CHANNEL_1);
LL_DAC_Enable (DAC1, LL_DAC_CHANNEL_2);
}
else
A1 = 0;
// выключение таймера 6. запрещение прерывания по обновлению таймера 6
LL_TIM_DisableCounter(TIM6); LL_TIM_DisableIT_UPDATE(TIM6);
// выключение управление фазами
LL_GPIO_Set Output Pin (GPIOE, OL1_Pin | OL2_Pin | OL3_Pin);
LL_GPIO_Set Output Pin (GPIOA, OH1_Pin | OH2_Pin | OH3_Pin);
// мигалка
LL_GPIO_SetOutputPin (GPIOE, Ind_Pin);
LL_ADC_Disable (ADC1); // выключение АЦП1
LL_ADC_REG_Stop Conversion (ADC1); // выключение преобразований в АЦП1
LL_TIM_Disable Counter (TIM1); // выключение таймера 1
LL_DMA_Disable Channel (DMA1, LL_DMA_CHANNEL_1); // выключение канала 1 ДМА1
LL_DMA_DisableIT_TC (DMA1, LL_DMA_CHANNEL_1); // запрещение прерываний по заполнению памяти через канал 1 ДМА1
LL_DAC_Disable (DAC1, LL_DAC_CHANNEL_1); // выключение двух каналов ЦАПa
LL_DAC_Disable (DAC1, LL_DAC_CHANNEL_2);
}
/* USER CODE END LL_EXTI_LINE_1 */
}
/* USER CODE BEGIN EXTI1_IRQn 1 */
/* USER CODE END EXTI1_IRQn 1 */
}
/**
 * @brief This function handles DMA1 channel1 global interrupt.
 */
void DMA1_Channel1_IRQHandler(void)
{
/* USER CODE BEGIN DMA1_Channel1_IRQn 0 */
LL_DMA_ClearFlag_TC1(DMA1);
Uoc=adc_1[0];
Uvh=adc_1[1];
if ((Коммыт180 == 0) || (Коммыт180 == 2) || (Коммыт180 == 4)) // 2 верхних
{Uzad = (unsigned short) (Uvh*0.73809); } //(2/3)*(124/112)
else // 2 нижних ОН6 OL6 управление ключами
{Uzad = (unsigned short) (Uvh*0.36905);} // (1/3)*(124/112)
// Расчет ошибки
Razn = Uzad - Uoc;
if (dross == 0) // логика работы при симметрии или при выявлении несимметрии
{

```

```

if (Razn > Delta_U) // выявление уменьшения сигнала о.с.
{LL_GPIO_Reset Output Pin (GPIOC, OH6_Pin); dross = 1;} // включили верхний
ключ дросселя
else if (Razn < -Delta_U)
{LL_GPIO_Reset Output Pin (GPIOB, OL6_Pin); dross = 2;} // включили нижний
ключ дросселя
else {dross = 0;
LL_GPIO_Set Output Pin (GPIOB, OL6_Pin); // выключение нижнего ключа дрос-
селя
LL_GPIO_Set Output Pin (GPIOC, OH6_Pin); // выключение верхнего ключа дрос-
селя
}
}
else if (dross == 1)
{if (Razn < -Delta_U)
{dross = 0;
LL_GPIO_Set Output Pin (GPIOB, OL6_Pin); // выключение нижнего ключа дрос-
селя
LL_GPIO_Set Output Pin (GPIOC, OH6_Pin); // выключение верхнего ключа дрос-
селя
}
}
else {if (Razn > Delta_U)
{dross = 0;
LL_GPIO_Set Output Pin (GPIOB, OL6_Pin); // выключение нижнего ключа дрос-
селя
LL_GPIO_SetOutputPin (GPIOC, OH6_Pin); // выключение верхнего ключа дрос-
селя
}
}
LL_DAC_Convert Data12 Right Aligned (DAC1, LL_DAC_CHANNEL_1, Uzd);
LL_DAC_Convert Data12 Right Aligned (DAC1, LL_DAC_CHANNEL_2, Uoc);
/* USER CODE END DMA1_Channel1_IRQn 0 */
/* USER CODE BEGIN DMA1_Channel1_IRQn 1 */
/* USER CODE END DMA1_Channel1_IRQn 1 */
}
/**
 * @brief This function handles Timer 6 interrupt and DAC underrun interrupts.
 */
void TIM6_DAC_IRQ_Handler (void)
{
/* USER CODE BEGIN TIM6_DAC_IRQn 0 */
LL_TIM_ClearFlag_UPDATE(TIM6); // сброс флага прерывания по переполнению
dross = 0;
switch (Kommyt180) {

```

```

case 0: LL_GPIO_Set Output Pin (GPIOA, OH3_Pin); LL_GPIO_Reset Output Pin
(GPIOE, OL3_Pin); Kommyt180=1; LL_GPIO_TogglePin (GPIOE, Ind_Pin); break; //
1H, 2L
case 1: LL_GPIO_Set Output Pin (GPIOE, OL2_Pin); LL_GPIO_Reset Output Pin
(GPIOA, OH2_Pin); Kommyt180=2; break; // 2H, 1L
case 2: LL_GPIO_Set Output Pin (GPIOA, OH1_Pin); LL_GPIO_Reset Output Pin
(GPIOE, OL1_Pin); Kommyt180=3; break; // 1H, 2L
case 3: LL_GPIO_Set Output Pin (GPIOE, OL3_Pin); LL_GPIO_Reset Output Pin
(GPIOA, OH3_Pin); Kommyt180=4; break; // 2H, 1L
case 4: LL_GPIO_Set Output Pin (GPIOA, OH2_Pin); LL_GPIO_Reset Output Pin
(GPIOE, OL2_Pin); Kommyt180=5; break; // 1H, 2L
case 5: LL_GPIO_Set Output Pin (GPIOE, OL1_Pin); LL_GPIO_Reset Output Pin
(GPIOA, OH1_Pin); Kommyt180=0; break; // 2H, 1L
}
/* USER CODE END TIM6_DAC_IRQn 0 */
/* USER CODE BEGIN TIM6_DAC_IRQn 1 */
/* USER CODE END TIM6_DAC_IRQn 1 */
}
/* USER CODE BEGIN 1 */
/* USER CODE END 1 */
/***** (C) COPYRIGHT STMicroelectronics *****/
FILE*****/

```



**ЕВРАЗИЙСКАЯ ПАТЕНТНАЯ ОРГАНИЗАЦИЯ
ЕВРАЗИЙСКОЕ ПАТЕНТНОЕ ВЕДОМСТВО**

ЕВРАЗИЙСКИЙ ПАТЕНТ



**ЕВРАЗИЙСКИЙ ПАТЕНТ
НА ИЗОБРЕТЕНИЕ**

№ 044229

Название изобретения:

**«УСТРОЙСТВО СИММЕТРИРОВАНИЯ ТРЕХФАЗНОГО
НАПРЯЖЕНИЯ НА ВЫХОДЕ ЭЛЕКТРОННОГО
ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПРИ
НЕСИММЕТРИЧНОЙ НАГРУЗКЕ»**

Патентовладельцы:

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
"ЮЖНО-УРАЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)"
ФГАОУ ВО "ЮУРГУ (НИУ)" (RU)**

Изобретатели:

**Воронин Сергей Григорьевич (RU), Султонов Оламафруз Олимович (TJ),
Шабуров Павел Олегович (RU)**

Заявка №: 202200092
Дата подачи заявки: 25 июля 2022 г.
Дата выдачи патента: 02 августа 2023 г.

Настоящим удостоверяется, что евразийский патент выдан на изобретение с формулой, опубликованной в Бюллетене Евразийского патентного ведомства «Изобретения (евразийские заявки и патенты)» № 8 / 2023 год.

При уплате установленных годовых пошлин патент действует на территории государств-участников Евразийской патентной конвенции – Азербайджанской Республики, Кыргызской Республики, Республики Армения, Республики Беларусь, Республики Казахстан, Республики Таджикистан, Российской Федерации, Туркменистана.

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ

Сертификат: 1650024017000

Владелец: **Ивлиев Григорий Петрович**

Действителен: с 15.04.2022 по 14.04.2027

ИВЛИЕВ Григорий Петрович
Президент Евразийского патентного ведомства



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ИЗМЕНЕНИЕ

В ПАТЕНТ НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2771777

Изменение сведений об авторе(ах)

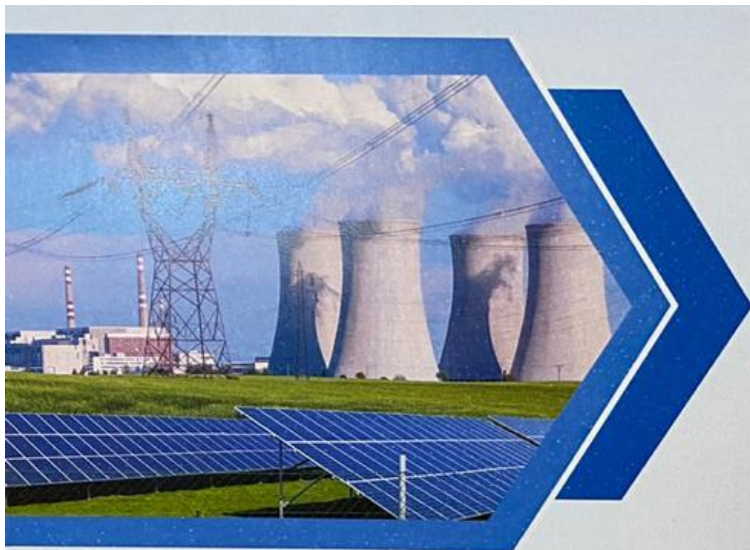
Автор(ы): *Воронин Сергей Григорьевич (RU), Султонов Оламафруз Олимович (RU), Шабуров Павел Олегович (RU), Клиначев Николай Васильевич (RU), Курносов Дмитрий Александрович (RU), Давлатов Азамджон Махмадиевич (RU)*

Запись внесена в Государственный реестр изобретений Российской Федерации
23 июня 2022 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов



КГЭУ

**КАЗАНСКИЙ
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ**

ДИПЛОМ

**XXIV Всероссийского аспирантско-магистерского научного семинара,
Посвященного дню энергетика**

**II место
награждается**

Султонов О.О.

**за высокий научный уровень доклада
на тему:**

**«Энергообеспечение горных районов Таджикистана с применением
МГЭС»**

Проректор по НР



И.Г. Ахметова

Казань, 8-9 декабря 2020г.

ПРИЛОЖЕНИЕ 9. АКТ Открытое акционерное общество «Барки Точик»



ҶАМЪИЯТИ САҲОМИИ КУШОДАИ «БАРҚИ ТОҶИК»

734026, ш. Душанбе, хиббони Исмоили Сомонӣ-64 Тел: +992 372 235-86-66 Факс: (10992372) 35-86-92;
Сомона: www.barqitajik.tj, Почта: barqi.tojik@gmail.com

№ 1/2322-3940 аз «03» 09 соли 2024

Ба № _____ аз « _____ » соли 20 _____

УТВЕРЖАЮ
Заместитель генерального
директора ОАО «Барки Точик»
Курбонализода В.А.
« _____ » 2024 г.



АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Султонова Оламафруза Олимовича «Симметрирование выходного напряжения малых ГЭС в автономном режиме», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 2.4.2 – «Электротехнические комплексы и системы».

Настоящим подтверждаем, что результаты научного исследования Султонова О.О «Симметрирование выходного напряжения малых ГЭС в автономном режиме» планируется внедрить в электрическую сеть использующую малые ГЭС. В том числе:

- функциональная схема МГЭС, включающая турбину, генератор, электронные устройства управления, защиты, диагностики, связи и преобразования энергии, позволяющая работать электростанции в течение межрегламентного срока (около года) в необслуживаемом автономном режиме;
- разработанный способ симметрирования фазных напряжений дискретного преобразователя при идеальной активной и активной-индуктивной нагрузке в электрической сети МГЭС с бытовыми электропотребителями.

Внедрение перечисленных результатов работы позволит повысить эффективность режимов работы малых ГЭС, сроки эксплуатации используемого в них оборудования и снизить сроки окупаемости проектируемых малых ГЭС в Республике Таджикистан.

Начальник управления надёжности и возобновляемых источников энергии
ОАО «Барки Точик»


Курбонализода С.Ш.

ПРИЛОЖЕНИЕ 10. АКТ ООО «Южно-Уральский Электромеханический завод»



ООО «Южно-Уральский Электромеханический завод»
454008, г. Челябинск, Свердловский тракт, д.3-Б, пом. 8
Почт. адр.: 454008, г. Челябинск, а/я 1258, info@uuemz.ru
тел. (351) 75 00 468, 75 02 041 сайт <http://www.uuemz.ru>

ИНН 7448201866 КПП 744801001 ОГРН 1177456024910
Р/с 40702810390190002018 в ПАО «Челябинвестбанк»
г. Челябинск к/с 30101810400000000779 БИК 047501779



УТВЕРЖДАЮ

Директор ООО «ЮУЭМЗ»

Шаврин А. И.

17 сентября 2024г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Султонова Оламафруза Олимовича «Симметрирование входного напряжения малых ГЭС в автономном режиме», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 2.4.2 – «Электротехнические комплексы и системы».

Диссертационная работа Султонова Оламафруза Олимовича посвящена решению актуальной научно-технической задачи повышению эффективности и снижению стоимости строительства и эксплуатации малых ГЭС.

Настоящим подтверждаем, что результаты научного исследования, полученные в диссертационной работе Султонова О.О. представляют интерес при планировании, организации и внедрении комплексных мероприятий по строительству и расширению сети малых ГЭС Республики Таджикистан. В частности, предполагается использовать:

- общую функциональную схему малой ГЭС, работающей в автономном режиме без обслуживающего персонала и дистанционным контролем состояния;
- способ симметрирования фазных напряжений дискретного преобразователя при активной и активной-индуктивной нагрузке в электрической сети с бытовыми потребителями электроэнергии;

В целом круг вопросов, рассмотренных в диссертации позволят повысить эффективность режимов работы малых ГЭС и сроки эксплуатации используемого в них оборудования, а также снизить сроки окупаемости строительства проектируемых малых ГЭС.

В дальнейшем в перспективе хотим наладить производство оборудования для малых ГЭС.

Начальник производства

Михайлов А.А.

ПРИЛОЖЕНИЕ 11. Справка Института энергетики Таджикистана



**МИНИСТЕРСТВО ЭНЕРГЕТИКИ И ВОДНЫХ РЕСУРСОВ
РЕСПУБЛИКИ ТАДЖИКИСТАН
ИНСТИТУТ ЭНЕРГЕТИКИ ТАДЖИКИСТАН**

735162, Хатлонская область, р. Кушонийн, сельс. Бохтариён ул. Н. Хусрава 73, Тел: 000604050 E-mail: det-tj@mail.ru.

УТВЕРЖДАЮ

Ректор
Института энергетики Таджикистана
кандидат химических наук, доцент
Исозода Д.Т.
2021 г.



СПРАВКА

**об использовании материалов диссертационной работы
Султонова Оламафруза Олимовича
«Симметрирование входного напряжения малых ГЭС в автономном ре-
жиме» в учебный процесс**

Настоящей справкой подтверждаю, что результаты диссертационной работы Султонова Оламафруза Олимовича «Симметрирование входного напряжения малых ГЭС в автономном режиме» используются в учебном процессе Института энергетики Таджикистана студентами энергетического факультета специальности 1-430101 «Электрические станции» и 1-430102 «Электрические сети и системы» и 1-430105-05 «Нетрадиционные и возобновляемые источники энергии» при изучении таких дисциплин как «Проектирование гидроэлектростанций для малых рек», «Управления электрическими машинами», «Проектирование электрических станции и подстанции» и «Передачи и распределения электроэнергии на постоянном токе». В учебный процесс внедрены методы симметрирования напряжения при несимметричной нагрузки, способы управления электрическими машинами с применением полупроводниковых преобразователей, преобразование электроэнергии с переменного на постоянный и обратно в малых гидравлических электрических станции.

Заведующий кафедрой
«Электрические станции»
кандидат технических наук

Косимов Б.И.

Начальник учебного отдела,
аспирантуры и магистратуры
кандидат технических наук

Аминов Д.С.

ПРИЛОЖЕНИЕ 12. Справка Горно-металлургического института Таджикистана

ВАЗОРАТИ САНОАТ ВА
ТЕХНОЛОГИЯҶОИ НАВИ
ҚУМҲУРИИ ТОҶИКИСТОН
ДОНИШКАДАИ КЌҲИЮ
МЕТАЛЛУРГИИ ТОҶИКИСТОН
735730, ш.Бӯстон, к.А.Баротов, 6
Телефон: (+9923451) 5-02-89, 5-01-75



МИНИСТЕРСТВО ПРОМЫШЛЕННОСТИ
И НОВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ
РЕСПУБЛИКИ ТАДЖИКИСТАН
ГОРНО-МЕТАЛЛУРГИЧЕСКИЙ
ИНСТИТУТ ТАДЖИКИСТАНА
735730, г.Бустон, ул.А. Баротова, 6
факс: (+9923451) 5-06-34

gmit_tajikistan@mail.ru

от 25.06. 21г. № 421
до _____ 21г. № _____

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по учебной работе
Горно-металлургический
институт Таджикистана, кандидат
геологических и минералогических
наук, доктор
Насриддинов З.З.



СПРАВКА

о внедрении результатов
диссертационной работы **О.О. Султонова**
«Симметрирование входного напряжения малых ГЭС в автономном
режиме»

Результаты диссертационной работы Султонова Оламафруза Олимовича «Симметрирование входного напряжения малых ГЭС в автономном режиме» внедрены в учебный процесс Горно-металлургического института Таджикистана, в частности:

– при изучении студентами электромеханического факультета специальности 430103 «Электроснабжения» дисциплины «Ветроэнергетика», «Трансформаторная преобразовательная подстанция» и «Электромеханика» - симметрирования напряжения в системах автономного электроснабжения. Способ управления режимами работы потребителей малых ГЭС в системе автономного электроснабжения. Повышения качества электроэнергии потребителей малых ГЭС в системах автономного электроснабжения с помощью полупроводникового преобразователя.

Заведующий кафедрой
«Электроснабжение»
кандидат технических наук, доцент

Шамсиев Р.М.